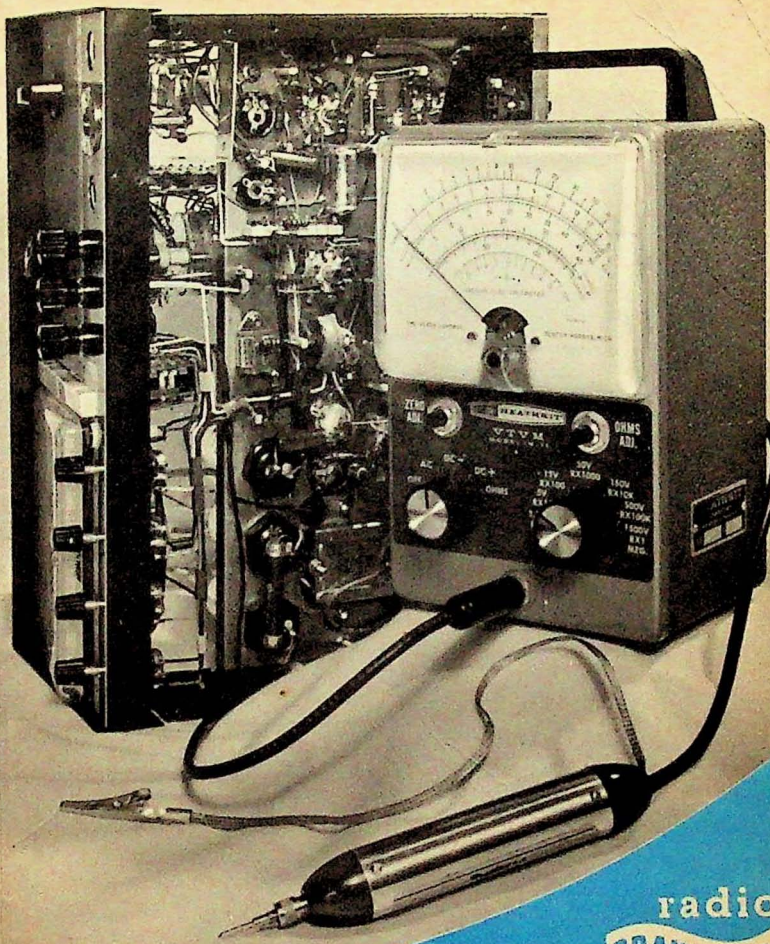


radio PRAKTIKER bücherei

OTTO LIMANN

Dioden-, Röhren- und Transistorvoltmeter

Eigenschaften und Schaltungen von elektronischen Voltmetern

Franzis

Die **Cellu-Bände** der Radio-Praktiker-Bücherei

Preis je Nr. 2.50 DM, Mehrfach-Nr. entsprechend. Preisänderungen vorbehalten.

Vorläufiges Verzeichnis:

3/5 **UKW-FM-Rundfunk-Praktikum** (Herbert G. Mende). *
6. Aufl., 200 Seiten, 80 Bilder.

6 **Antennen für Rundfunk- und Fernseh-Empfang** (Herbert G. Mende).
11. Aufl., 68 Seiten, 36 Bilder, 7 Tab.

9/10 **Tonbandgeräte-Praxis** (Wolfgang Junghans). 9. Aufl., 128 Seiten, 87 Bilder, 6 Tabellen.

11/12 **Mono-, Stereo- und Transistor-Mikrofone.** Aufbau, Verwendung und Selbstbau (Fritz Kühne). 7. Auflage, 120 Seiten, 71 Bilder, 2 Tabellen.

13 **Schliche und Kniffe für Radiopraktiker** Teil I. Erfahrungen aus Werkstatt und Labor (Fritz Kühne).
8. Aufl., 64 Seiten, 56 Bilder.

14 **Wellen und Frequenzen für Rundfunk und Fernsehen.** Erzeugung, Ausbreitung und Bereichsaufteilung (Gustav Büscher). 3. Aufl., 72 Seiten, 57 Bilder, 20 Tabellen.

16 **Widerstandskunde für Radio-Praktiker.** Die Festwiderstände in Berechnung und Anwendung (Georg Hoffmeister). 5. Auflage, 72 Seiten, 9 Bilder, 2 Nomogramme und 6 große Zahlentafeln.

20 **Methodische Fehlersuche in Rundfunkempfängern.** (Dr. A. Renardy). 10. Aufl., 68 Seiten, 20 Bilder.

21/21a **Funktechniker lernen Formelrechnen** (Fritz Kunze). 6. Aufl., 128 Seiten, 42 Bilder.

22/23a **Lehrgang Radiotechnik** Band I (Ferdinand Jacobs).
9. Aufl., 184 Seiten, 151 Bilder.

26 **Meß- und Schaltungspraxis für Heimton und Studio** (Fritz Kühne). 4. Aufl., 68 Seiten, 33 Bilder, 6 Tabellen.

27/27a **Rundfunkempfang ohne Röhren.** Vom Detektor zum Transistor (Herbert G. Mende). 11. Aufl., 128 Seiten, 94 Bilder, 9 Tabellen.

28/28a **Die Glimmröhre und ihre Schaltungen** (O. P. Herrnkind). *
5. Aufl., 128 Seiten, 120 Bilder.

29/30 **Kleines ABC der Elektroakustik** (Gustav Büscher). 4. Aufl., 148 Seiten, 136 Bilder, 50 Tabellen.

31/32 **Sender-Baubuch für Kurzwellen-Amateure** I. Teil (Ing. H. F. Steinhauser). 9. Aufl., 128 S., 56 Bilder.

33/35 **Dioden-, Röhren- und Transistorvoltmeter.** Eigenschaften und Schaltungen von elektronischen Voltmetern (Ing. Otto Limann).
6. Aufl., 176 Seiten, 160 Bilder.

41 **Kurzwellen- und UKW-Empfänger für Amateure** Band 1. Geradeausempfänger und Standardsuper (Werner W. Diefenbach). 9. Auflage, 68 Seiten, 78 Bilder, 9 Tabellen.

42/42a **Kurzwellen- und UKW-Empfänger für Amateure** Band 2. Spitzensuper und Transistorempfänger (Werner W. Diefenbach). * 128 Seiten, 105 Bilder, 9 Tabellen.

43 **Musikübertragungs-Anlagen.** Planung, Aufbau und Wartung (Fritz Kühne). 4. Aufl., 72 Seiten, 39 Bilder, 11 Tabellen.

44 **Kurzwellen-Amateurantennen** für Sendung und Empfang (W. W. Diefenbach). 6. Aufl., 80 Seiten, 94 Bilder, 10 Tabellen.

45/46 **UKW-Sender- und Empfänger-Baubuch für Amateure** (Ing. H. F. Steinhauser). 5. Aufl., 136 S., 90 Bilder.

47/47a **Reiseempfänger mit Transistoren** (H. Sutaner). 4. Aufl., 128 Seiten, 86 Bilder und Schaltungen.

50 **Praktischer Antennenbau** (Herbert G. Mende). 10. Aufl., 72 Seiten, 38 Bilder, 9 Tabellen.

55/56 **Fernsehtechnik von A bis Z.** (K. E. Wacker / Joachim Conrad). 4. Aufl., 136 Seiten, 65 Bilder, 12 Tabellen.

58 **Morselehrgang** (Werner W. Diefenbach). 6. Aufl., 68 Seiten, 20 Bilder.

59 **Funk-Entstörungs-Praxis** (Herbert G. Mende). 3. Aufl., 72 Seiten, 43 Bilder, 6 Tabellen.

60 **Die Widerstand-Kondensator-Schaltung.** Einführung in die RC-Schaltungstechnik (Reinhard Schneider).
5. Aufl., 68 Seiten, 58 Bilder, 3 Tab.

62/62a **Englisch für Radio-Praktiker** (Dipl.-Ing. W. Stellrecht und Dipl.-Ing. P. Miram). 3. Aufl., 112 Seiten.

* In Vorbereitung.

Fortsetzung auf der dritten Umschlagseite!

Dioden-, Röhren- und Transistorvoltmeter

Eigenschaften und Schaltungen von elektronischen Voltmetern

Von

INGENIEUR OTTO LIMANN

Mit 160 Bildern

6., vollständig neu bearbeitete Auflage

FRANZIS-VERLAG MÜNCHEN

Verlag der G. Franz'schen Buchdruckerei G. Emil Mayer

Heft 33/35 der RADIO-PRAKTIKER-BÜCHEREI

Cellu-Band

Die 1. bis 5. Auflage erschienen unter
dem Titel „Röhrenvoltmeter"

Das Umschlagbild
zeigt zwei auch als Bausätze erhältliche Röhrenvoltmeter. Links (offen) Modell RV 650 (Radio-Rim), rechts Typ IM 11-D (Heathkit).
Aufnahme von Carl Stumpf.

1966

Sämtliche Rechte – besonders das Übersetzungsrecht – an Text und Bildern vorbehalten. Fotomechanische Vervielfältigung nur mit Genehmigung des Verlages. Jeder Nachdruck, auch auszugsweise, und jede Wiedergabe der Bilder, auch in verändertem Zustand, sind verboten.

Druck: G. Franz'sche Buchdruckerei G. Emil Mayer, München 37, Karlstraße 35
Printed in Germany

Vorwort

Das früher unter dem Titel „Röhrenvoltmeter" in fünf Auflagen erschienene Bändchen mußte überarbeitet werden. Inzwischen hat sich diese Art der Spannungsmessung zu einem sehr umfangreichen Gebiet der Meßtechnik ausgedehnt. Neben die Röhrenvoltmeter sind die Transistorvoltmeter getreten. Deshalb war es notwendig, das Buch nicht nur zu überarbeiten, sondern von Grund auf neu einzuteilen und neu zu schreiben. Dabei mußten auch einige bis dahin im Vordergrund stehende Begriffe zurücktreten zugunsten einer neuen, den heutigen Verhältnissen besser entsprechenden Klassifikation. Ausschlaggebend für diese neue Gruppierung sind Eigenschaften und Verwendungszweck bzw. Meßbereich und Frequenzbereich. Ob dabei ein Gerät mit Vakuumdioden oder Kristalldioden, mit Röhren oder mit Transistoren bestückt ist, spielt für die Anwendung keine wesentliche Rolle. Deshalb werden diese Meßgeräte auch heute zusammenfassend als *elektronische* Voltmeter bezeichnet.

Das nunmehr auf den dreifachen Umfang angewachsene Buch wurde so systematisch gegliedert, daß es sich sowohl als elementares Einführungswerk, aber auch als Übersichts- und Nachschlagewerk für das Gebiet der Meßtechnik eignet. Besonders gründlich kann man sich in dieses Thema durch den Selbstbau elektronischer Voltmeter einarbeiten. Hierzu seien die Schaltungen 4.08 – 4.09 – 4.11 und 4.16 für Gleichstromvoltmeter, die Schaltungen 5.05 – 5.06 und 5.09 für Universalvoltmeter sowie 6.04 – 6.07 und 6.08 für Tonfrequenzvoltmeter empfohlen.

Andererseits wurden selbstverständlich die neuesten Entwicklungen industrieller elektronischer Voltmeter ausführlich behandelt.

Ottobrunn bei München — Otto Limann

Inhalt

1 Grundlagen elektronischer Voltmeter 9
1.01 Was sind elektronische Voltmeter? 9
1.02 Haupteigenschaften elektronischer Voltmeter 10
1.03 Grundeinteilung 11
1.04 Begriffe für Wechselspannungen 14
Scheitelwert U_s 14
Mittelwert U_m 14
Wirksamer Wert oder Effektivwert U_{eff} 15
Spitze-zu-Spitze-Wert U_{ss} 16
1.05 Gleichrichterkennlinien 17
1.06 Meßgleichrichter für Mittelwerte 18
1.07 Meßgleichrichter für Scheitelwerte 19
1.08 Effektivwertmessung 22
1.09 Zweiweggleichrichter für Mittelwerte 26
1.10 Zweiweggleichrichter für Spitze-zu-Spitze-Werte 28
1.11 Eingangswiderstand elektronischer Voltmeter 30
Gleichspannung 30
Ton- und Rundfunkfrequenzen 30
1.12 Eingangswiderstand bei sehr hohen Frequenzen 33
1.13 Eingangswiderstand von Transistorvoltmetern 34
1.14 Frequenzbereich, Bemessung der Eingangsschaltung 35
1.15 Bereichumschaltung, Gleichspannungsteiler 38
1.16 RC-Spannungsteiler für Wechselspannungen 40
1.17 Kapazitiver Spannungsteiler 41
1.18 Gitterisolation und Gitterstrom 43
1.19 Katodenfolger und Emitterfolger 46
1.20 Baustufen für Verstärkervoltmeter 48

2 Diodenvoltmeter (Gleichrichter-Instrumente) und Diodentastköpfe 49
2.01 Vielfachmesser mit halber Graetz-Brücke 49
2.02 Vielfachmesser mit Graetz-Brücke 50
2.03 Millivoltmeter mit Wandler 50
2.04 Hochfrequenz-Multizet 51
2.05 Tastköpfe mit Röhrendioden 52
2.06 Mechanischer Aufbau eines Röhrendioden-Tastkopfes 55
2.07 Durchgangs-Tastköpfe 56

3 Triodenvoltmeter 59
3.01 Audionvoltmeter 59
3.02 Richtverstärkervoltmeter 61
3.03 Reflexröhrenvoltmeter 62

4 Elektronische Gleichspannungsvoltmeter 65
4.01 Elektrometerschaltung 65
4.02 Elektrometer mit Brückenschaltung 66
4.03 Gleichspannungs-Röhrenvoltmeter mit Brückenschaltung .. 68
4.04 Doppelbrücke mit sehr hochohmigem Eingangswiderstand .. 69
4.05 Dreifachbrücke mit gemischter Bestückung 70
4.06 Differenzverstärker 71
4.07 Prinzip des Transistorvoltmeters 73
4.08 Transistorvoltmeter mit Ruhestromkompensation 74
4.09 Transistorvoltmeter mit Brückenschaltung 75
4.10 Transistorgalvanometer 75
4.11 Funkschau-Transistorvoltmeter M 584 77
4.12 Anzeigegerät für 1 Volt 78
4.13 Transistor-Gleichspannungsvoltmeter der Industrie 79
4.14 Mehrstufige Transistor-Gleichspannungsvoltmeter 81
4.15 Zweistufiges Gleichspannungsvoltmeter
mit 1000facher Verstärkung 82
4.16 Gleichspannungs-Millivoltmeter mit Siliziumtransistoren .. 84

5 Universalvoltmeter 87
5.01 Prinzip 87
5.02 Widerstandsmessungen mit dem Universalvoltmeter 89
5.03 Isolationsmessungen 92
5.04 Dezibel-Messungen 93
5.05 Funkschau-Röhrenvoltmeter M 561 94
5.06 Grundig-Röhrenvoltmeter RV 11 96
5.07 Philips-Universalvoltmeter GM 6009 98
5.08 Universalvoltmeter URI von Rohde & Schwarz 100
5.09 Sonotron-Universalvoltmeter 104
5.10 Transistor-Universalvoltmeter 107

6 Verstärkervoltmeter, Breitbandvoltmeter 109
6.01 Grundschaltung 109
6.02 Transistor-Wechselstromgalvanometer 109
6.03 Getrennte Vorverstärker 111
6.04 Dreistufiges Transistorvoltmeter für Tonfrequenz 114
6.05 Vierstufiges Transistorvoltmeter für Tonfrequenz 115
6.06 Transistorvoltmeter für Ton- und Mittelfrequenzen 118

6.07 Transistor-Breitband-Millivoltmeter 120
6.08 Verstärkervoltmeter mit Röhren 122
6.09 Verstärkervoltmeter für Effektiv- und Spitzenwertanzeige 123
6.10 Breitbandröhrenvoltmeter mit symmetrischem Eingang 126
6.11 Ein Verstärker-Röhrenvoltmeter mit 1 % Genauigkeit 130
6.12 Zehnstufiges Breitband-Röhrenvoltmeter 136

7 Gleichspannungs-Millivoltmeter mit Zerhackerbetrieb 141
7.01 Grundlagen von Zerhackerverstärkern 141
7.02 Gleichspannungs-Millivoltmeter mit mechanischem Zerhacker 145
7.03 Phasenrichtige Gleichrichter 145
7.04 Zerhackerverstärker mit synchron arbeitendem Diodengleichrichter 148
7.05 Verstärker mit Gegentakt-Zerhacker 152
7.06 Gleichspannungs-Millivoltmeter mit Fotozerhacker 152
7.07 Zerhackerverstärker mit Kapazitätsdioden 154

8 UHF-Millivoltmeter 161
8.01 UHF-Diodenmeßkopf 161
8.02 UHF-Millivoltmeter mit Fotozerhacker 163
8.03 UHF-Millivoltmeter mit direkt gekoppeltem Gleichspannungsverstärker 165

9 Weitere Formen elektronischer Voltmeter 169

Hersteller und Vertriebsfirmen elektronischer Voltmeter 171

Sachverzeichnis 173

1 Grundlagen elektronischer Voltmeter

1.01 Was sind elektronische Voltmeter?

Mit dem Begriff *elektronische Voltmeter* bezeichnet man alle Spannungsmesser, bei denen Halbleiter oder Röhren vor ein Anzeigeinstrument geschaltet sind, um die Empfindlichkeit zu erhöhen und den Frequenzbereich zu erweitern. Jahrzehntelang kannte man als einzigen Typ dieser Art nur das *Röhrenvoltmeter* mit Vakuumdioden oder mit Trioden. Mit dem Aufkommen der Halbleitertechnik kamen *Kristalldiodenvoltmeter* und *Transistorvoltmeter* hinzu. Die **Bilder 1.01.1** bis **1.01.4** zeigen die Prinzipschaltungen dieser vier Gruppen. Aber diese Unterscheidung in

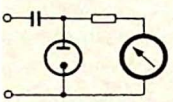


Bild 1.01.1
Vakuum-diodenvoltmeter

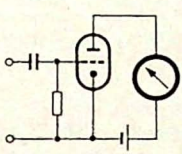


Bild 1.01.2
Röhrenvoltmeter

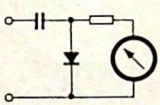


Bild 1.01.3
Kristall-diodenvoltmeter

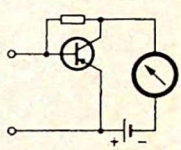


Bild 1.01.4
Transistorvoltmeter

Diodenvoltmeter, Röhrenvoltmeter und Transistorvoltmeter ist bereits wieder fragwürdig geworden. Heute ist es für den Zweck eines elektronischen Gerätes fast belanglos, ob man dessen Schaltung mit Röhren oder Transistoren aufbaut. Hinzu kommt, daß für elektronische Voltmeter auch gemischte Bestückungen üblich werden, z. B. eine Röhre in der Eingangsstufe und Transistoren zur Nachverstärkung. Die Bezeichnungen *Röhrenvoltmeter* oder *Transistorvoltmeter* geben also zu wenig Anhaltspunkte. Sinnfälliger unterscheidet man deshalb elektronische Voltmeter nicht nach der Art der Bestückung, sondern nach dem Grundaufbau in

Diodenvoltmeter und *Verstärkervoltmeter.*

Bei Diodenvoltmetern sitzen unmittelbar am Eingang Dioden als Meßgleichrichter. Darauf folgt im einfachsten Fall das Drehspul-Anzeigeinstrument. Meist steuern die Dioden jedoch zu-

nächst nach **Bild 1.01.5** einen Gleichspannungsverstärker. Dieser betätigt dann das Anzeigeinstrument.

Bei einem Verstärkervoltmeter durchläuft die Meßspannung dagegen nach **Bild 1.01.6** zuerst den ein- oder mehrstufigen Verstärker, dann erst wird sie gleichgerichtet bzw. angezeigt.

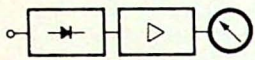


Bild 1.01.5 Blockschaltung eines Diodenvoltmeters (Meßgleichrichter am Eingang)

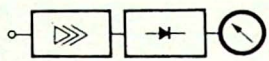


Bild 1.01.6 Blockschaltung eines Verstärkervoltmeters (Meßverstärker am Eingang)

1.02 Haupteigenschaften elektronischer Voltmeter

Die Hauptvorteile gegenüber klassischen Spannungsmessern, wie Dreheisen- und Drehspulinstrumenten, sind:

sehr hoher Eingangswiderstand (d. h. geringe Belastung des Meßobjektes),
großer Frequenzumfang.

Der Eingangswiderstand läßt sich für Gleichspannung und Tonfrequenz ohne Schwierigkeiten auf zehn bis hundert Megohm bringen. Bei höheren Frequenzen wird er im allgemeinen geringer, liegt aber meist weit höher als bei sonstigen Spannungsmessern für das gleiche Frequenzgebiet. Die Eingangskapazität beträgt bei günstigem Aufbau nur wenige Pikofarad. Sie ist, im Gegensatz zu statischen Voltmetern, unabhängig vom Wert der Meßspannung und bleibt konstant.

Der Frequenzumfang elektronischer Voltmeter reicht je nach ihrer Schaltung von Gleichspannung und Tonfrequenz bis in das Dezimeterwellengebiet. Die Voltmeter können bei niedrigen oder mittleren Frequenzen geeicht werden. Die Eichung bleibt bis zu den höchsten Frequenzen erhalten, wenn sie nicht durch frequenzabhängige Widerstände gestört wird.

Weitere Vorteile sind:
hohe Überlastbarkeit,
kurze Einstellzeit,
Verwendung normaler Drehspulinstrumente.

Neben diesen Vorzügen bestehen auch einige Nachteile. So ist die Meßgenauigkeit im allgemeinen etwas geringer als bei den klassischen Meßinstrumenten. Außerdem sind fast stets Hilfsspannungsquellen zum Betrieb notwendig.

1.03 Grundeinteilung

Die Schaltungen elektronischer Voltmeter unterscheiden sich erheblich. Das Gemeinsame ist lediglich, daß Spannungen damit gemessen werden. Dazu wird die *Gleichrichterwirkung* von Halbleiterdioden, Vakuumdioden oder Elektronenröhren sowie die *Verstärkerwirkung* von Röhren und Transistoren ausgenutzt.

Früher wurden die Röhrenvoltmeter nach der Schaltung und dem betriebsmäßigen Arbeitspunkt unterschieden. Daraus ergab sich einmal die Unterteilung in Gleichspannungs-, Dioden-, Audion- und Richtverstärker-Röhrenvoltmeter. Zum anderen unterteilte man nach der Lage des Arbeitspunktes in Röhrenvoltmeter mit A-, B- oder C-Betrieb. Diese Unterteilung ist für elektronische Voltmeter nicht mehr zeitgemäß. So sind die sehr wichtigen Verstärker-Voltmeter in den genannten Gruppen nicht unterzubringen. Außerdem sind Audion- und Richtverstärkerschaltungen für Transistoren nicht gebräuchlich. Besser unterteilt man die elektronischen Voltmeter in folgende Untergruppen:

Einfache Diodenvoltmeter (ohne Nachverstärkung),
Triodenvoltmeter,
Einstufige Gleichspannungsvoltmeter,
„Universalvoltmeter", bestehend aus Dioden- und Gleichspannungsvoltmeter,
Verstärkervoltmeter für Wechselspannung,
Verstärkervoltmeter für Gleichspannung.

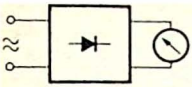
Historisch entwickelten sich die elektronischen Voltmeter aus der Röhrentriode. Man erkannte sehr bald, daß sich deren Verstärkerwirkung auch zum Messen von Spannungen ausnutzen läßt. Dazu wird die zu messende Spannung an das Gitter gelegt und steuert den Anodenstrom. Die mit einem Milliamperemeter gemessene Stromänderung gibt ein Maß für die Spannung am Gitter. Gegenüber Spiegelgalvanometern war das Triodenvolt-

meter bedeutend robuster, und es verbrachte ebenfalls nur äußerst wenig Leistung.

Röhrendioden kamen mit der Superhet-Technik im Empfängerbau auf. Vorher richtete man Hochfrequenzspannungen mit primitiven Kristalldetektoren oder mit dem Audion oder dem Richtverstärker gleich. Einfache Diodenvoltmeter (ohne Nachverstärkung) müssen die gesamte Leistung zum Betrieb des Anzeigeinstrumentes aus dem Meßkreis entnehmen. Sie belasten ihn daher mehr als Diodenvoltmeter, bei denen die zu messende Spannung außerdem durch Röhren oder Transistoren verstärkt wird. Die Dioden in allen Voltmetern sind *Meßgleichrichter*. Die Theorie und Technik dieser Meßgleichrichter ist seit langem durchgearbeitet. Vielfach-Meßinstrumente (z. B. Multavi, Multizet und andere) arbeiten für Wechselspannungen und -ströme seit jeher mit Halbleiter-Meßgleichrichtern, ohne daß man sie als elektronische Voltmeter bezeichnete.

Heute führt es sich jedoch immer mehr ein, alle Geräte, die Halbleiter oder Röhren enthalten und Meßwerte verarbeiten, zur Elektronik zu rechnen. Das klassische Vielfachinstrument mit Kupferoxydul- oder Germaniumdioden-Gleichrichter ist danach ebenso ein elektronisches Voltmeter wie ein UHF-Diodenvoltmeter, das mit einer Germaniumdiode und einem Anzeigeinstrument arbeitet. Trotzdem spricht man in dem einen Fall von „Meßinstrumenten" und im anderen von „Diodenvoltmetern". Man meint im zweiten Fall elektronische Voltmeter, bei denen eine Vakuumdiode oder Kristalldiode kapazitätsarm unmittelbar an den Meßpunkt angeschlossen wird. Damit läßt sich bis zu sehr hohen Frequenzen messen.

Verstärkervoltmeter für Wechselspannungen enthalten in der letzten Stufe ebenfalls stets einen Meßgleichrichter. Seine Schaltung entspricht vielfach dem klassischen Meßgleichrichter im Vielfach-Meßinstrument. Auch aus diesem Grunde gehören Meßgleichrichter zur Technik der elektronischen Voltmeter. Unter Berücksichtigung dieser Gesichtspunkte ergibt sich für die Einteilung elektronischer Voltmeter ein Schema, wie es in **Bild 1.03** dargestellt ist. Darin wurden die Triodenvoltmeter für Wechselspannungen lediglich aus historischen Gründen und wegen der Systematik aufgenommen. In der industriellen Meßpraxis wer-



Links: Bild 1.03.1 Diodenvoltmeter (Gleichrichter-Instrument)

Rechts: Bild 1.03.2 Triodenvoltmeter (Audion- bzw. Anodengleichrichter)

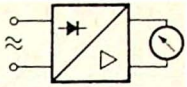
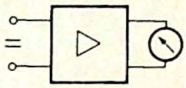


Bild 1.03.3 Gleichspannungsvoltmeter, einstufig (Gleichstromverstärker, Impedanzwandler, Katodenverstärker, Emitterfolger, Differenzverstärker)



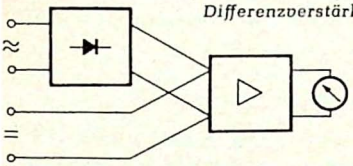


Bild 1.03.4 Sogenanntes Universalvoltmeter, vielfach auch noch als Ohmmeter, in Sonderausführungen auch als Mikroamperemeter umzuschalten

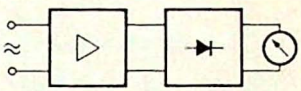


Bild 1.03.5 Verstärkervoltmeter, Breitbandvoltmeter

Bild 1.03.6 Gleichspannungsvoltmeter mit Zerhackerverstärker

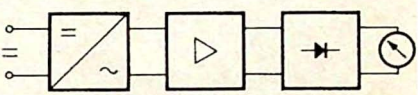


Bild 1.03.7 UHF-Millivoltmeter

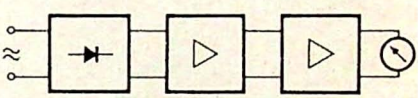
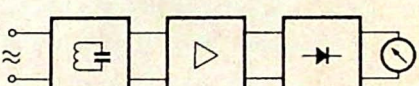


Bild 1.03.8 Selektives Voltmeter



den sie kaum mehr verwendet. – Selektive Voltmeter, automatische Voltmeter sowie Digitalvoltmeter werden in diesem Band noch nicht besprochen.

Die Einteilung in Voltmeter mit A-, B- und C-Betrieb gilt heute nur noch für die Meßgleichrichter. Aber auch bei ihnen spricht man besser von Mittelwertgleichrichtern und Spitzengleichrichtern. Die Verstärkerstufen in den Röhren- und Transistorvoltmetern arbeiten stets im A-Betrieb. Ihr Arbeitspunkt liegt also auf der Mitte eines möglichst geradlinigen Kennlinienstückes. Verzerrungen sollen nicht auftreten.

Literatur

Die Internationale Elektrotechnische Commission (IEC) arbeitet zurzeit an Normen für elektronische Voltmeter. Der unveröffentlichte Vorentwurf der Gruppe 13 C, Sekretariat 10, sieht als Definition gleichfalls vor:

1. Die Bezeichnung *elektronisches Voltmeter* (eletronic Voltmeter).
2. Diese Meßgeräte enthalten einen *Gleichrichter* und/oder einen *Verstärker* sowie ein Drehspul-Instrument.
3. Gleichrichtung und Verstärkung können durch *Vakuumröhren, Halbleiter,* magnetische Bauelemente oder durch eine *Kombination* dieser Elemente erfolgen.

Der zuständige Deutsche Normenausschuß dürfte aller Voraussicht nach später diese Terminologie übernehmen.

1.04 Begriffe für Wechselspannungen

Die Anzeige von Meßgleichrichtern und Diodenvoltmetern hängt sehr stark von der Kurvenform der zu messenden Wechsel- und Impulsspannungen ab. Bei einer sinusförmigen Wechselspannung unterscheidet man nach **Bild 1.04.1:** Scheitelwert, arithmetischer Mittelwert, quadratischer Mittelwert und Spitze-zu-Spitze-Wert.

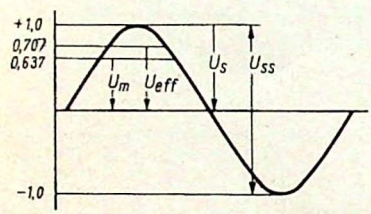


Bild 1.04.1 Charakteristische Werte einer Wechselspannung; U_s = Scheitelwert, U_m = arithmetischer Mittelwert, U_{eff} = Effektivwert, U_{ss} = Spitze-zu-Spitze-Wert (Die Pfeilrichtung bedeutet, gegen welchen Punkt die betreffende Spannung auftritt, also z. B. $U_s = +1{,}0$ gegen die Nullinie)

Scheitelwert U_s

Dies ist der größte von der Nullinie ab nach oben oder unten auftretende Spannungswert. Man spricht auch von der Maximalamplitude oder bezeichnet ihn einfach als *Amplitude* der Wechselspannung. Auch der Ausdruck *Spitzenwert* wird bisweilen benutzt.

Mittelwert U_m

Dies ist der mittlere Wert aus der Summe der Augenblickswerte einer Sinuswelle. **Bild 1.04.2** soll diesen Begriff erläutern. Die Augenblickswerte der Sinuskurve werden addiert und dar-

aus der **arithmetische** Mittelwert gebildet. Rechnerisch ergibt sich bei einer Sinusschwingung

$$U_m = 0{,}637\ U_s$$

Für nicht sinusförmige Spannungen ergeben sich andere Werte. Für eine Rechteckspannung nach **Bild 1.04.3** ist der Mittelwert gleich dem halben Scheitelwert $U_m = 0{,}5\ U_s$.

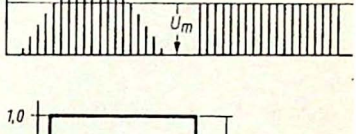


Bild 1.04.2 So kommt der Mittelwert U_m zustande; die Teilströme einer Sinushalbwelle werden addiert, und daraus wird der Mittelwert gebildet

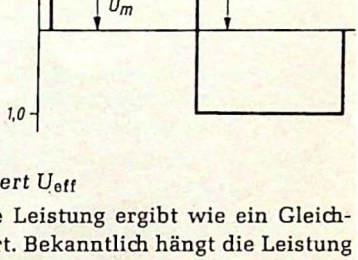


Bild 1.04.3 Der Mittelwert einer Rechteckspannung liegt auf halber Höhe; $U_m = 0{,}5\ U_s$

Wirksamer Wert oder Effektivwert U_{eff}

Dies ist der Wert, der gleiche Leistung ergibt wie ein Gleichstrom mit demselben Zahlenwert. Bekanntlich hängt die Leistung vom Quadrat des Stromes oder der Spannung ab

$$P = I^2 \cdot R \quad \text{oder} \quad P = \frac{U^2}{R}$$

Um also die *mittlere Leistung* eines sinusförmigen Stromes zu berechnen, bildet man von jedem Augenblickswert das Quadrat. Aus diesen Quadraten bildet man den Mittelwert. Um nun wieder von der mittleren Leistung auf den mittleren, diese Leistung bewirkenden Strom zurückzukommen, zieht man die Wurzel aus der mittleren Leistung. Bei einer Sinuskurve ist dann

$$I_{eff} = 0{,}707\ I \quad \text{bzw.} \quad U_{eff} = 0{,}707\ U_s.$$

Daß dieser *quadratische Mittelwert* größer als der vorher besprochene arithmetische Mittelwert ist, liegt daran, daß sich die großen Augenblickswerte in der Gegend der Sinuskuppe beim

Quadrieren leistungsmäßig viel stärker auswirken. Die Engländer und Amerikaner nennen übrigens den Effektivwert viel exakter

root - mean - square - value (abgekürzt rms-value),
Wurzel mittel Quadrat Wert

also „Wurzel aus den mittleren Quadraten".

Bei sinusförmigem Verlauf ist $U_{eff} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_s$ oder

$$U_{eff} = 0{,}707\ U_s$$

Umgerechnet ergibt sich $U_s = \sqrt{2}\ U_{eff}$ oder

$$U_s = 1{,}414\ U_{eff}.$$

Der Effektivwert anderer Kurvenformen weicht von diesen Formeln ab. Immer ist es jedoch der Wert, der für die *elektrische Leistung* der betreffenden Schwingungsform maßgebend ist. Der Effektivwert ist deshalb z. B. für die Ausgangsleistung eines Nf-Verstärkers bezeichnend. Darum sollten elektronische Voltmeter für Tonfrequenz möglichst Effektivwerte und nicht Scheitelwerte messen. Zwingend ist dies für Klirrfaktormesser. Sie müssen entsprechend den Definitionen für Klirrfaktoren einwandfrei Effektivwerte anzeigen.

Spitze-zu-Spitze-Wert U_{ss}

Dies ist die Summe U_{ss} aus positivem und negativem Scheitelwert (Bild 1.04.1). Der Spitze-zu-Spitze-Wert wird vorwiegend für Impulsspannungen angewendet **(Bild 1.04.4).** Zum Messen benutzt man zwei Dioden. Die eine mißt den negativen, die andere den positiven Scheitelwert. Im Anzeigekreis werden die beiden Beträge addiert. Die Skala wird in Scheitelwerten geeicht. Das Voltmeter zeigt dann von Sinusspannungen und auch von Frequenzgemischen und Impulsreihen den Spitze-zu-Spitze-Wert an.

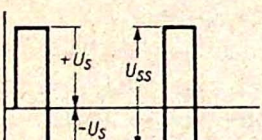


Bild 1.04.4
Der Spitze-zu-Spitze-Wert setzt sich aus dem positiven und dem negativen Scheitelwert zusammen

1.05 Gleichrichterkennlinien

Diodenvoltmeter wandeln Wechselspannungen in Gleichspannungen, um diese mit Hilfe von Drehspulinstrumenten auszumessen. Zum Umwandeln benutzt man Gleichrichter. Deren Kennlinie gibt an, welche Ströme bei verschiedenen Spannungen durch den Gleichrichter fließen. Am klarsten liegen die Verhältnisse bei einer Röhrendiode. Nach **Bild 1.05.1** steigt bei ihr der

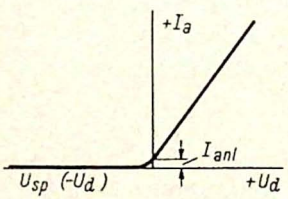


Bild 1.05.1 Grundsätzlicher Verlauf der Kennlinie einer Röhrendiode; I_{anl} = Anlaufstrom

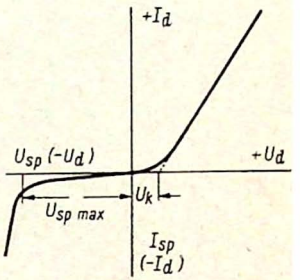


Bild 1.05.2 Grundsätzlicher Verlauf der Kennlinie einer Kristalldiode; U_k = Kniespannung

hindurchfließende Strom I_a stetig an, wenn man die positive Spannung an der Diodenanode erhöht. In der Gegenrichtung, der Sperrichtung, fließt dagegen nicht der geringste Strom.

Bei einer Halbleiterdiode (Selen, Kupferoxydul, Germanium, Silizium) ergeben positiv gerichtete Steuerspannungen ebenfalls etwa linear ansteigende Diodenströme + I_d. Aber auch in Sperrrichtung fließt ein minimaler Strom, der Sperrstrom oder Rückstrom I_{sp} oder $-I_d$ **(Bild 1.05.2).** Bei hohen negativen Spannungswerten steigt dieser Rückstrom sogar sprunghaft an. Bei zu großen Rückströmen längerer Dauer wird die Diode zerstört. Dieses Gebiet ist deshalb zu vermeiden. Man schreibt daher eine maximal zulässige Sperrspannung $U_{sp\ max}$ vor. Sie darf im Betrieb nicht überschritten werden.

Die Kennlinien verlaufen im positiven Teil annähernd linear. Sie gehen jedoch nicht mit einem scharfen Knick in das Sperrgebiet über, sondern mit einem gekrümmten (parabelförmigen) Kurvenstück. Verlängert man den geradlinigen Teil nach unten,

so schneidet er nach Bild 1.05.2 bei Halbleiterdioden die Spannungsachse bei der *Schleusen-* oder *Kniespannung* U_k. Sie beträgt je nach dem Halbleiterwerkstoff 0,1 V bis 0,5 V.

Bei Röhrendioden dagegen schneidet die Verlängerung nach Bild 1.05.1 die Stromachse. Diesen Strom I_{anl}, der bereits fließt, noch ehe eine Spannung angelegt ist, nennt man den *Anlaufstrom.*

1.06 Meßgleichrichter für Mittelwerte

Legt man nach **Bild 1.06.1** einen Gleichrichter über einen Widerstand an eine Wechselspannungsquelle, dann werden die positiven Halbwellen durchgelassen, ein entsprechender Strom fließt im Gleichrichterkreis. Negative Halbwellen werden gesperrt.

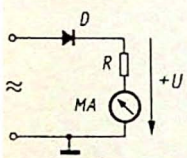


Bild 1.06.1 Einfacher Meßgleichrichter

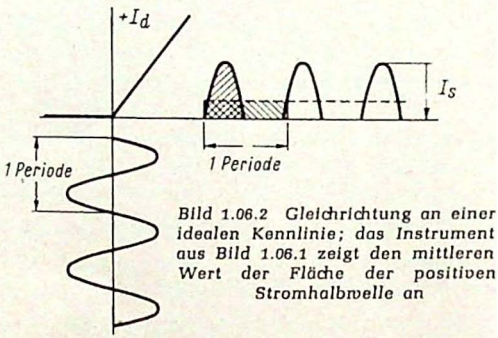


Bild 1.06.2 Gleichrichtung an einer idealen Kennlinie; das Instrument aus Bild 1.06.1 zeigt den mittleren Wert der Fläche der positiven Stromhalbwelle an

Bild 1.06.2 zeigt dies an einer idealen Kennlinie. Im Gleichrichterkreis fließen also tatsächlich einzelne sinusförmige Stromstöße mit dem Scheitelwert I_s. Das Milliamperemeter MA kann jedoch diesen kurzen Stromstößen (beim Lichtnetz 50mal in der Sekunde) nicht folgen. Es zeigt jedoch den mittleren Wert der *Fläche* der positiven Stromhalbwelle, verteilt auf eine Periode, an. Man bezeichnet dies als *Flächengleichrichtung.* Damit gibt ein solcher Gleichrichter ein Maß für den arithmetischen Mittelwert. Dieser sagt jedoch bei verzerrten Kurvenformen nur sehr wenig über den wirklichen Wert der Wechselspannung aus. Ferner treten bei höheren Frequenzen Störeffekte auf. Der Mittelwert wird dann nicht mehr exakt angezeigt. Deshalb mißt man bei hohen Frequenzen besser gleich den Scheitelwert von Wechselspannungen.

Den Mittelwert des gleichgerichteten Stromes bezeichnet man kurz als *Richtstrom*. Die Spannung, die er am Widerstand auf der Gleichstromseite erzeugt, wird *Richtspannung* genannt (+ U in Bild 1.06.1).

Literatur

Schröder: Elektrische Nachrichtentechnik, II. Band. Abschnitt D III, Spannungsmessungen mit Gleichrichterschaltungen. Ausgabe 1963, S. 490. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin-Borsigwalde.

1.07 Meßgleichrichter für Scheitelwerte

Scheitel- oder Spitzenwertvoltmeter sind am einfachsten zu verwirklichen. Sie bestehen nach **Bild 1.07.1** aus der Gleichrichterdiode D, dem Ladekondensator C und einem sehr hochohmigen

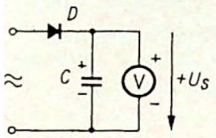


Bild 1.07.1 Prinzip eines Scheitelwert-Voltmeters

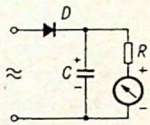


Bild 1.07.2 In der Praxis benutzt man einen Vorwiderstand und ein empfindliches Mikroamperemeter, das in Spannungswerten geeicht wird.

Gleichspannungsvoltmeter V. Der Kondensator ladet sich während des höchsten Wertes der positiven Halbwelle etwa auf den Scheitelwert U_S der Wechselspannung auf. Während der negativen Halbwelle kann er sich nicht über die nun sperrende Diode entladen oder umladen. Die Spannung sinkt lediglich etwas ab, weil das Voltmeter einen geringen Strom verbraucht. Dieses Voltmeter zeigt also mit einem kleinen Fehler unmittelbar Scheitelwerte an. Der Fehler ist um so geringer, je größer die Kapazität des Kondensators ist, weil er dann sehr viel Ladung speichern kann, und je höher der innere Widerstand des Voltmeters ist, weil dann nur wenig Kondensatorladung für die Anzeige verbraucht wird.

In der Praxis benutzt man nach **Bild 1.07.2** anstelle eines Voltmeters ein empfindliches Mikroamperemeter mit einem Vorwiderstand. Er wird so bemessen, daß damit in dem gewünschten Bereich der Zeiger voll ausschlägt. Beispiel: Ein Meßgleichrichter soll Scheitelwerte bis $U_S = 10$ V anzeigen. Das Instrument hat 50 µA Vollausschlag und einen Innenwiderstand von 5 kΩ. Wie hoch muß der Vorwiderstand sein (50 µA = $50 \cdot 10^{-6}$ A)?

$$R = \frac{U_s}{I} = \frac{10}{50 \cdot 10^{-6}} = 0{,}2 \cdot 10^6\ \Omega = 200\ \text{k}\Omega$$

Da 5 kΩ bereits im Instrument vorhanden sind, wählt man den eigentlichen Vorwiderstand zu 195 kΩ.

In **Bild 1.07.3** sind gegenüber den Bildern 1.07.1 und 1.07.2 die Plätze von Kondensator und Diode vertauscht. Auch hierbei wird

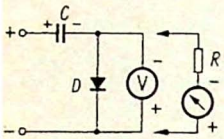


Bild 1.07.3 Werden Diode und Kondensator vertauscht, dann ergibt sich ebenfalls ein Scheitelspannungsvoltmeter

die positive Halbwelle gleichgerichtet. Der Kondensator C ladet sich auf den Scheitelwert auf und behält diese Spannung auch während der negativen Halbwelle. Mit dem Voltmeter wird jedoch jetzt die Spannung an der Diode D gemessen. Wenn der Kondensator C konstant auf den Scheitelwert $-U_s$ gegenüber der oberen Eingangsklemme aufgeladen ist, dann muß die Spannung an der Diode zwischen zwei Extremwerten pendeln.

Eingangsspannung	+	*Kondensatorspannung*	=	*Diodenspannung*
$+U_s$	+	$-U_s$	=	0
$-U_s$	+	$(-U_s)$	=	$-2\,U_s$

Die Spannung an der Diode ändert sich also bei jeder Wechselspannungsperiode ungefähr zwischen Null und dem Betrag 2 U_s. Da das Voltmeter zu träge ist, um den schnellen Änderungen zu folgen, stellt es sich auf den Mittelwert ein, d. h. auf $2\,U_s : 2 = U_s$.

Auch in Bild 1.07.3 werden demnach Scheitelspannungen gemessen.

Polt man in den Bildern 1.07.1 bis 1.07.3 die Diode und das Instrument um, dann wird der Scheitelwert der negativen Halbwelle gemessen.

Bei einer Röhrendiode fließt ein Strom nur in Durchlaßrichtung. Bei einer Halbleiterdiode fließt dagegen auch während der zu sperrenden Halbwelle der entgegengesetzt gerichtete kleine Sperrstrom. Er entlädt den Kondensator und vergrößert daher den Meßfehler. Bei guten Halbleiterdioden ist jedoch der Sperrstrom so gering, daß dieser Fehler vernachlässigt werden kann.

Hinderlicher bei Halbleiterdioden ist jedoch folgende Eigenart: Während der Sperrphase liegt nach **Bild 1.07.4** am Eingang der Schaltung die negative Halbwelle mit der Spitzenspannung $-U_s$ gegen die Bezugsleitung. Der Kondensator C bleibt jedoch auf $+U_s$ gegen die Bezugsleitung aufgeladen. Beide Spannungen liegen daher gegenüber die Diode in Reihe und addieren sich. An

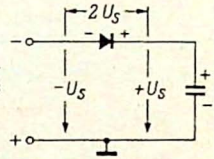


Bild 1.07.4 Während der Sperrphase liegt am Gleichrichter eine Spannung von der zweifachen Höhe des Scheitelwertes der Wechselspannung

der Diode herrscht demnach eine Spannung von 2 U_s während der Sperrzeit, wie dies bereits zu Bild 1.07.3 erläutert wurde. Die Sperrspannungsfestigkeit von Germaniumdioden reicht jedoch nur bis etwa −60 V. Das bedeutet, daß man damit höchstens Scheitelwerte bis zu 30 V messen kann. Höhere Spannungen sind vorher herabzuteilen.

Siliziumdioden haben höhere Sperrspannungen. Ihre Eigenkapazitäten sind jedoch beträchtlich größer als bei Germaniumdioden. Diese Eigenkapazität überbrückt die Gleichrichterstrecke bei höheren Frequenzen. Siliziumdioden eignen sich daher nicht als Meßgleichrichter. Röhrendioden vertragen noch weit höhere Sperrspannungen. Mit normalen Rundfunkdioden kann man Scheitelwerte bis zu etwa 250 V messen.

Damit die Skala eines Diodenvoltmeters linear verläuft, muß man die Kennlinie soweit aussteuern, daß die Anfangskrümmung keine Rolle mehr spielt. Das ist im allgemeinen bei Scheitelwerten von etwa 3 V an der Fall. Für Bereiche mit geringerem Vollausschlag sind besondere Skalenteilungen notwendig. Werte unter 0,1 V lassen sich mit einfachen Diodenvoltmetern nicht mehr messen.

Praktisch bevorzugt man für Diodenvoltmeter die Schaltung nach Bild 1.07.3. Gegenüber Bild 1.07.1 hat nämlich der Kondensator in dieser Schaltung den Vorteil, daß er in der Meßspannung enthaltene Gleichspannungen von der Diode abriegelt.

Literatur

Bewährte Schaltungstechnik in neuen japanischen Röhrenvoltmetern. Funkschau 1962, H. 8, S. 196.

1.08 Effektivwertmessung

Nach Abschnitt 1.06 ist es wenig sinnvoll, den arithmetischen Mittelwert zu messen. Dagegen stellt der quadratische Mittelwert oder Effektivwert einen Maßstab für die einer Spannung entsprechende Leistung dar. Dies gilt auch für verzerrte bzw. aus mehreren Frequenzen zusammengesetzte Spannungen. Besonders für Tonfrequenzvoltmeter sind Effektivwertmesser sehr erwünscht. Der Effektivwert läßt sich genau nur messen, wenn tatsächlich die enthaltene Leistung zur Anzeige benutzt wird. Das

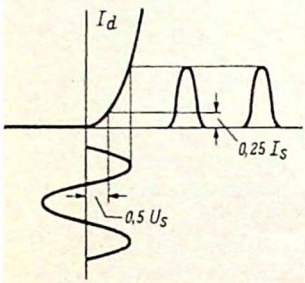


Bild 1.08.1 Eine parabelförmige Gleichrichterkennlinie bevorzugt die Kuppen der Wechselspannung; Werte bis zur halben Eingangsspannung (0,5 U_S) wirken sich nur zu einem Viertel im Richtstrom aus (0,25 I_S)

ist exakt nur mit Thermo- oder Hitzdrahtinstrumenten möglich. Bei ihnen steuert die vom Strom erzeugte Wärmeleistung die Anzeige. Thermoelemente brennen jedoch bei Überlastung sehr leicht durch, und Hitzdrahtinstrumente sind zu unempfindlich. Für elektronische Voltmeter besteht jedoch folgende Möglichkeit, auch Effektivwerte leidlich genau zu messen.

Jede Gleichrichterkennlinie zeigt, wie bereits im Abschnitt 1.05 besprochen, nach **Bild 1.08.1** in genügend großem Maßstab anstelle eines scharfen Knickes ein parabelförmig verlaufendes Kennlinienstück. Man hält nun die gleichzurichtende Spannung so gering, daß nur dieses parabelförmige Stück der Kennlinie ausgesteuert wird. Im einfachsten Fall einer Sinusspannung werden dann die Kuppen der Stromhalbwellen überhöht dargestellt, weil sie von einem steileren Teil der Kennlinie herrühren. Nach Abschnitt 1.04 besteht aber das Wesen des Effektivwertes darin, daß sich die großen Augenblickswerte in der Gegend der Sinuskuppe stärker auswirken. Bei geeigneter Bemessung kann man somit annähernd Effektivwerte messen, auch von verzerrten

Spannungen bzw. Frequenzgemischen. Allerdings hat das Verfahren einige Nachteile:

Die Skalenteilung des Instrumentes verläuft nicht linear, die Teilstriche sind am Anfang zusammengedrängt.

Die Meßspannung muß innerhalb des parabelförmigen Kennlinienteiles bleiben. Größere Spannungen müssen vorher unterteilt werden.

Der Verlauf dieses Kennlinienteiles hängt bei Halbleitern stark von der Temperatur ab (vgl. **Bild 1.08.2).** Unterschiedliche Raumtemperaturen bewirken Meßfehler.

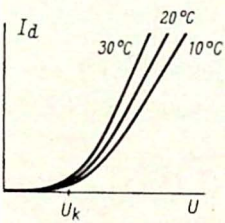


Bild 1.08.2 Der Verlauf der Kennlinie einer Halbleiterdiode hängt von der Temperatur ab, bei höheren Temperaturen wird der Strom größer

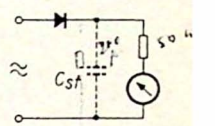


Bild 1.08.3 Die Streukapazität C_{st} macht für höhere Frequenzen aus einem Effektivwertgleichrichter einen Spitzengleichrichter

Ferner wirken nach **Bild 1.08.3** bei hohen Meßfrequenzen die Streukapazitäten bereits als Ladekapazitäten. Die Effektivwertanzeige geht dann in eine Scheitelwertanzeige über.

Trotz dieser Nachteile wendet man diese Art von Meßgleichrichtern bei allen klassischen Vielfach-Meßinstrumenten an. Durch geeignete Bemessung der Schaltelemente verzichtet man auf die exakte Effektivwertmessung, läßt also einen kleinen Oberwellenfehler zu. Dafür wird jedoch die Anordnung unempfindlicher gegen Temperaturschwankungen, und die Skalenteilung wird linearisiert. Der Gleichrichterkreis darf keinen Ladekondensator enthalten. Höhere Meßspannungen müssen *vor* dem Gleichrichter durch Spannungsteiler oder Vorwiderstände soweit herabgesetzt werden, daß der quadratische Kennlinienteil nicht übersteuert wird.

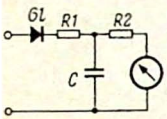
Für Hochfrequenzvoltmeter läßt sich wegen der unvermeidlichen Schaltkapazitäten dieses Prinzip der Effektivwertmessung nicht anwenden. Man baut sie deshalb von vornherein als Scheitelspannungsmesser. Ihre Skala wird jedoch in Effektivwerten geeicht. Sie gilt korrekt nur für Sinusspannungen.

Um bei niedrigen und mittleren Frequenzen den Effektivwert von größeren Spannungen zu messen, geht man von folgenden Grundlagen aus:

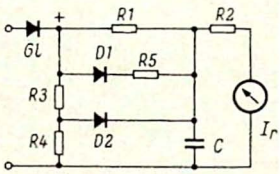
Nach Abschnitt 1.04 gilt

Mittelwert U_m = 0,637 U_s (zu messen nach Bild 1.06.1)
Effektivwert U_{eff} = 0,707 U_s
Scheitelwert U_s = 1,000 U_s (zu messen nach Bild 1.07.2)

Der Effektivwert liegt also zwischen Mittelwert und Scheitelwert. Wenn man daher einen Mittelwertgleichrichter mit einem nur teilweise wirksamen Ladekondensator versieht, also die



Links: Bild 1.08.4 Kombination eines Mittelwert- und eines Scheitelwertgleichrichters (Quasi-Effektivwertgleichrichtung)



Rechts: Bild 1.08.5 Kunstschaltung zur Effektivwertgleichrichtung

Schaltungen Bild 1.06.1 und 1.07.2 kombiniert, dann erhält man einen für größere Spannungen brauchbaren Effektivwert-Meßgleichrichter. **Bild 1.08.4** zeigt die Prinzipschaltung. Sie wird als *Quasi-Effektivwertgleichrichter* bezeichnet. Vom Verhältnis der Widerstandswerte R 1 zu R 2 und von der Größe des Kondensators hängen Meßbereich und Frequenzbereich ab. Für zwei Punkte läßt sich dann die damit erzielte Kennlinie an eine Parabel angleichen. Infolge der Linearität der Scheitelwertgleichrichtung ergibt sich jedoch der Vorteil, daß die Skalenteilung linear verläuft.

Die Genauigkeit eines Effektivwertmessers wird entsprechend DIN 45402 mit unsymmetrischen Rechteckspannungen nach Bild 1.04.4 geprüft. Dabei ergibt die Quasi-Effektivwertgleichrichtung nach Bild 1.08.4 Meßfehler bis 15%, wenn man sie für Sinusspannungen richtig abgleicht (durch Wahl der Widerstände R 1 und R 2), aber dann Rechteckspannungen mit schmalen Impulsen und langen Tastlücken messen will.

Abhilfe bringt eine Kunstschaltung nach **Bild 1.08.5.** Bei ihr liegt parallel zum Widerstand R 1 ein Netzwerk mit zwei weiteren Dioden D 1 und D 2. Sie wirken nicht als Gleichrichter (das Meßsignal ist bereits gleichgerichtet), sondern als Schaltdioden.

Unterhalb der Kniespannung U_K (vgl. Bild 1.05.2 und 1.08.2) fließt praktisch kein Strom durch die Dioden. Sie wirken nach **Bild 1.08.6** als offene Schalter. Für kleine Meßspannungen ergibt sich also die Quasi-Effektivwertgleichrichtung nach Bild 1.08.4. Steigt die Richtspannung weiter an, dann wird die Anode der Diode D 1 soweit positiv, daß ein Diodenstrom fließt, die Diode „schaltet durch" und legt den Widerstand R 5 parallel zum Widerstand R 1. Damit wird gewissermaßen der Ladekondensator C elektrisch näher an den Meßgleichrichter Gl herangerückt. Die Spitzengleichrichtung wirkt sich also stärker aus. Größere Signal-

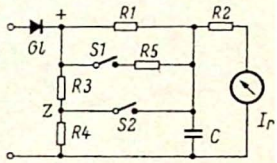


Bild 1.08.6 Die beiden Dioden D 1 und D 2 aus der vorigen Schaltung wirken wie Schalter S 1 und S 2. Sie schalten bei größeren Meßspannungswerten nacheinander die Widerstände R 5 und R 3 parallel zum Widerstand R 1

amplituden tragen demnach mehr zur Mittelwertbildung bei, wie dies nach Abschnitt 1.04 beim Messen von Effektivwerten notwendig ist.

Bei noch höheren Signalspannungen steigt dann die Gleichspannung an der Anzapfung Z des Spannungsteilers R 3 / R 4 soweit an, daß auch die Diode D 2 durchschaltet. Sie legt nunmehr noch den Widerstand R 3 parallel zu R 1 und R 5. Damit wird die Wirkung noch verstärkt, oder anders ausgedrückt, bei höherer Meßspannung wird der Vorwiderstand des Anzeigeinstrumentes verkleinert. Damit steigt der Strom mehr an, als es bei linearer Gleichrichtung der Fall sein würde. Die höchsten Amplituden einer Sinusschwingung tragen stärker zum Gleichstrom-Mittelwert bei. Sie wirken sich im Idealfall quadratisch aus, das bedeutet quadratische Mittelwertmessung, also Messen des Effektivwertes. Man bezeichnet eine solche Gleichrichterschaltung als *polygonal angenäherten quadratischen Detektor*. Die Richtstromkennlinie verläuft dabei etwa nach **Bild 1.08.7.** Sie besitzt also zwei Ecken an den Stellen, wo die Schaltdioden D 1 und D 2 leitend werden bzw. die Schalter S 1 und S 2 durchschalten (polygon = mehreckig).

Bild 1.08.8 zeigt, wie man den quadratischen bzw. parabelförmigen Verlauf einer Kennlinie für Effektivwertmesser mit

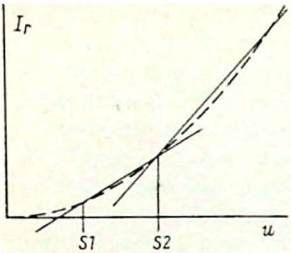


Bild 1.08.7 Durch Zuschalten der Dioden an den Punkten S 1 und S 2 vergrößert sich jeweils der Richtstrom durch das Anzeigeinstrument; dadurch ergibt sich eine gute Annäherung der resultierenden Kennlinie an die theoretisch exakte, gestrichelt dargestellte Parabel

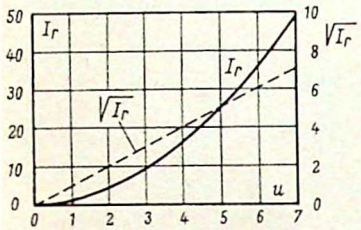


Bild 1.08.8 Kontrolle des quadratischen Verlaufes einer Gleichrichterkennlinie (mit willkürlich angenommenen Zahlenwerten)

einfachen Mitteln (ohne DIN 45402) prüfen kann. Dazu sind die am Instrument angezeigten Richtströme I_r und die Quadratwurzeln daraus in Abhängigkeit von der gemessenen Eingangsspannung aufzutragen. Bildet die Kurve für die Quadratwurzeln eine gerade Linie, dann herrscht quadratische Gleichrichtung, und das Gerät zeigt auch von nicht sinusförmigen Spannungen genaue Effektivwerte an. Man vergleiche hierzu nochmals die Definition des quadratischen Mittelwertes in Abschnitt 1.04.

Literatur

Literatur siehe Abschnitt 1.06, außerdem zu Bild

1.08.4 *Boucke:* Ein neuartiger Effektivwertgleichrichter mit vermindertem Kurvenformfehler. Archiv der elektrischen Übertragung, Bd. 4 (1950), S. 267 . . . 270.

Bayer: Mittelwertgleichrichtung in batteriegespeisten Transistorschaltungen. Radio-Mentor 1965, H. 1, S. 41.

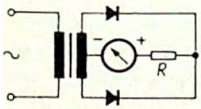
1.08.5 *Griese* und *Krethe:* Die neuen Röhrenvoltmeter RV 55 und RV 56. Funk-Technik 1963, H. 2, S. 41 . . . 45.

1.08.7 *Ambrózy:* Die dynamischen Fehler polygonal angenäherter quadratischer Detektoren. ATM, Lieferung 311, Dezember 1961, S. R 165.

1.09 Zweiweggleichrichter für Mittelwerte

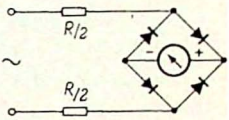
Die Einweggleichrichtung belastet die Meßspannung unsymmetrisch, und es wird nur eine Halbwelle ausgenutzt. Um dies

zu verbessern, benutzt man Zweiweggleichrichter. **Bild 1.09.1** stellt die bekannte Gegentaktschaltung dar. Sie benötigt einen Übertrager mit Mittelanzapfung, deshalb kommt sie nur für Lichtnetz- und für Tonfrequenzen in Frage. Der Übertrager bietet jedoch den Vorteil, daß der Gleichrichterkreis günstig an die Eingangsschaltung angepaßt werden kann. Bei dieser Gegentaktschaltung fließt im Instrumentenzweig der doppelte Strom. Das bedeutet, daß der Meßkreis niederohmig ist. Er verursacht also



Links: Bild 1.09.1 Gegentakt-Meßgleichrichter mit Übertrager

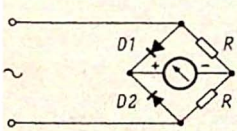
Rechts: Bild 1.09.2 Graetz-Gleichrichterbrücke



nur einen geringen Spannungsabfall. In Verbindung mit dem Übertrager lassen sich damit *Vielfachmesser* bauen, die in den *Strommeßbereichen* einen sehr erwünschten niedrigen Eigenwiderstand aufweisen. Arbeitet man dabei nach Bild 1.08.1 im quadratischen Teil der Kennlinie, dann kann man Effektivwerte recht genau anzeigen.

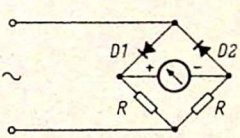
Für Hochfrequenzmessungen ist die Schaltung Bild 1.09.1 schwierig zu verwirklichen. Der Übertrager läßt sich nicht genügend breitbandig bauen, und die Streukapazitäten würden die Effektivwertanzeige in eine Scheitelwertmessung abwandeln.

Bild 1.09.2 zeigt eine Graetz-Brücke mit vier Dioden. Der für Mittelwertgleichrichter notwendige Vorwiderstand ist symmetrisch aufgeteilt. In jeder Halbwelle liegt eine Diode vor und eine



Links: Bild 1.09.3 Vereinfachte Graetz-Brücke

Rechts: Bild 1.09.4 Vereinfachte Graetz-Brücke, jedoch mit höherem Temperaturfehler



weitere hinter dem Instrument. Der Stromverbrauch ist gering. Die Schaltung ist hochohmig. Sie eignet sich vorwiegend für *Spannungsmesser* mit hohem Eigenwiderstand.

Die folgenden Bilder zeigen vereinfachte Abwandlungen der Graetz-Brücke. Die Schaltung **Bild 1.09.3** wird bevorzugt. Sie ist niederohmiger und eignet sich daher besser zum zusätzlichen

Messen von Wechselströmen in Vielfachmessern. Durch geeignete Bemessung der Widerstände kann man sie unabhängiger von der Temperatur machen als die Anordnung von **Bild 1.09.4.**

Literatur
Eckhardt-Kurdal: Meßgleichrichter. Verlag G. Braun, Karlsruhe
Eckhardt: Die Eigenschaften von Universalmessern mit Halbleitergleichrichtern. ATM, Blatt J 821-1 (Juni 1962).

1.10 Zweiweggleichrichter für Spitze-zu-Spitze-Werte

Schaltet man zwei Einweggleichrichter so zusammen, daß jeder den Scheitelwert einer Halbwelle mißt und sich die Beträge der Gleichspannungen addieren, dann erhält man ein Voltmeter für

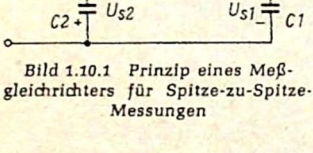


Bild 1.10.1 Prinzip eines Meßgleichrichters für Spitze-zu-Spitze-Messungen

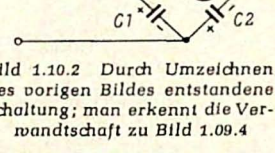


Bild 1.10.2 Durch Umzeichnen des vorigen Bildes entstandene Schaltung; man erkennt die Verwandtschaft zu Bild 1.09.4

Spitze-zu-Spitze-Werte. **Bild 1.10.1** zeigt eine Prinzipschaltung. Die Diode D 1 ladet während der positiven Halbwelle den Kondensator C 1 auf den positiven Scheitelwert U_{s_1} gegen die untere Bezugsleitung auf. Während der anderen Halbwelle wird über die Diode D 2 der Kondensator C 2 auf den negativen Scheitelwert U_{s_2} aufgeladen. An der Serienschaltung der beiden Kondensatoren steht daher die Summenspannung $U_{ss} = U_{s_1} + U_{s_2}$. In der Praxis stellt man diese Schaltung stets in der Form von **Bild 1.10.2** dar. Sie ist damit der Schaltung 1.09.4 verwandt. Die Widerstände werden jedoch durch Kondensatoren ersetzt, daher wird aus der Mittelwertmessung eine Spitzenspannungsmessung.

Die bekannten Spannungsverdopplerschaltungen messen ebenfalls Spitze-zu-Spitze-Werte. **Bild 1.10.3** erläutert das Prinzip. Während der positiven Halbwelle ladet sich der Kondensator C 1 auf den Spitzenspannungswert U_{s_1} auf. Während der nega-

tiven Halbwelle liegt an der Diode D 1 die Summe aus der Eingangsspannung und der Kondensatorspannung. Dies wurde bereits im Abschnitt 1.07, Meßgleichrichter für Scheitelwerte, ausführlich erörtert. Dies ist nämlich die für eine Diode gefährliche hohe Sperrspannungsbeanspruchung. Die Spannung hat den Wert $U_{s1} + U_{s2} = U_{ss}$. Die Diode D 1 leitet während dieser Phase nicht. Die daran stehende Spannung $-U_{ss}$ ladet jedoch über die für diese Polung geöffnete Diode D 2 den Kondensator C 2 auf den Spitze-zu-Spitze-Wert auf. Er wird in üblicher Weise mit einem empfindlichen Instrument über einen Vorwiderstand R gemessen.

In der Praxis sind Spitze-zu-Spitze-Werte meist recht hoch. Sie betragen zum Beispiel in den Ablenkstufen von Fernseh-

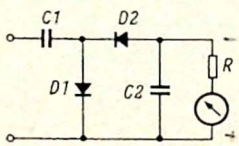


Bild 1.10.3 Prinzip des Spannungsverdopplers, er mißt ebenfalls Spitze-zu-Spitze-Werte

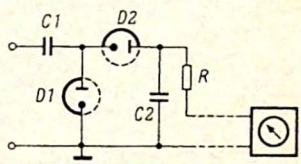


Bild 1.10.4 Schaltung zum Messen von Spitze-zu-Spitze-Werten mit Röhrendioden, z. B. 6 AL 5 oder EAA 91

Empfängern bis zu einigen hundert Volt. Bei den in der Servicetechnik üblichen Röhrenvoltmetern kann man deshalb keine Diodenschaltung nach Bild 1.10.3 anwenden, weil Meßdioden so hohe Sperrspannungen derzeit noch nicht vertragen (vgl. Abschnitt 1.07). In den Universalvoltmetern findet man deshalb für Spitze-zu-Spitze-Messungen stets Spannungsverdopplerschaltungen mit Röhrendioden nach **Bild 1.10.4.**

Der Spannungsverdoppler hat gegenüber einer Anordnung nach Bild 1.10.2 den Vorteil, daß eine durchgehende Bezugsleitung vorhanden ist. Diese kann in gewohnter Weise geerdet werden, wie dies bei den meisten Messungen zweckmäßig ist. Dadurch liegt dann in Bild 1.10.4 der anschließende Gleichspannungsanzeigeverstärker eindeutig auf Erde. Mit der Schaltung Bild 1.10.2 ist dies nicht möglich.

Literatur
Literatur siehe Abschnitt 1.09.

1.11 Eingangswiderstand elektronischer Voltmeter

Gleichspannung

Bei Gleichspannungsvoltmetern ist der Eingangswiderstand nur vom Gitterableitungswiderstand und vom Isolationswiderstand des Eingangskreises abhängig. Bei Transistorvoltmetern tritt anstelle des Gitterableitwiderstandes ein hochohmiger Vorwiderstand im Basiskreis. Wird die Meßschaltung durch Gegenkopplung stabilisiert und werden störende Kriechströme vom Eingang ferngehalten, so lassen sich mit elektronischen Gleichspannungsvoltmetern, insbesondere mit Röhren in der ersten Stufe, so hohe Eingangswiderstände erzielen, wie sie für kleine Spannungen bei keinem anderen Meßverfahren möglich sind. Man erreicht z. B. leicht Werte von 10 bis 20 MΩ pro Volt Eingangsspannung. Für elektrochemische Untersuchungen (pH-Wertmessungen, Titration) werden sogar Elektrometerröhren mit Eingangswiderständen bis zu 10^{14} Ω (100 Millionen Megohm) gebaut.

Ton- und Rundfunkfrequenzen

Aus praktischen Gründen wird bei elektronischen Wechselspannungsvoltmetern die Meßspannung meist über einen Kopplungskondensator C angelegt. Sein kapazitiver Widerstand muß im verwendeten Frequenzgebiet genügend klein gegenüber dem Widerstand R sein. Der eigentliche Eingangswiderstand setzt

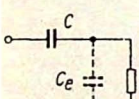


Bild 1.11.1 Der Eingangswiderstand eines elektronischen Voltmeters setzt sich aus dem wirksamen Widerstand $R_E = R$ und der parallelliegenden Kapazität C_e zusammen; der Wert des Koppelkondensators C ist so groß zu wählen, daß sein Einfluß zu vernachlässigen ist

sich dann aus dem Widerstand R und der parallelliegenden Eingangskapazität C_e **nach Bild 1.11.1** zusammen. In den technischen Daten für elektronische Voltmeter wird dann beispielsweise angegeben $R_E = 1$ MΩ ‖ 15 pF (1 MΩ parallel zu 15 pF). Unterhalb der Grenzfrequenz dieses RC-Gliedes ist vorwiegend der ohmsche Widerstand wirksam. Oberhalb der Grenzfrequenz hängt der Eingangswiderstand hauptsächlich vom kapazitiven Widerstand des Kondensators C_e ab. Er wird bei höheren Frequenzen immer kleiner. Bei Messungen an Schwingkreisen geht der Wert C_e in die Abstimmung ein. Beispiel:

$R_E = 1\ M\Omega \parallel 15\ pF\ (10^6\ \Omega \parallel 15 \cdot 10^{-12}\ F)$

Grenzfrequenz $f_{gr} = \dfrac{1}{2\,\pi\,R\,C} = \dfrac{10^{12}}{2\,\pi \cdot 10^6 \cdot 15} = 10\,600\ Hz$

$f_{gr} \approx 10\ kHz$

Im Tonfrequenzgebiet bis rund 10 kHz wirkt also der ohmsche Eingangswiderstand mit dem Wert von 1 MΩ. Über diese Frequenz hinaus gilt

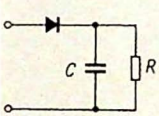
$$\text{Eingangswiderstand } R_E \approx \frac{1}{2\,\pi\,f\,C_e}$$

Für eine Meßspannungsquelle mit der Frequenz $f = 460$ kHz $= 460 \cdot 10^3$ Hz beträgt also die kapazitive Belastung durch den Eingangswiderstand des Voltmeters

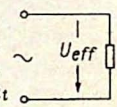
$$R_E = \frac{10^{12}}{2\,\pi \cdot 460 \cdot 10^3 \cdot 15} = 23000 = 23\ k\Omega$$

Sie ist also bedeutend geringer, als es nach den technischen Angaben 1 MΩ ∥ 15 pF den Anschein hat. Mißt man jedoch mit diesem Voltmeter die Spannung an einem Schwingkreis, dann verstimmt er sich lediglich um 15 pF, und der ohmsche Eingangswiderstand von 1 MΩ dämpft den Schwingkreis.

Bei Diodenvoltmetern mit Spitzengleichrichtung **(Bild 1.11.2)** ist jedoch der ohmsche Anteil des Eingangswiderstandes bedeu-



Links: Bild 1.11.2 Prinzipschaltung eines Spitzengleichrichters



Rechts: 1.11.3 Die gesamte vorige Schaltung wird zu einem die Meßspannung bedämpfenden Widerstand R_D zusammengefaßt

tend niedriger als der Wert des Widerstandes R im Gleichrichterkreis. Um den Eingangswiderstand zu berechnen, stellt man zunächst die gesamte Gleichrichterschaltung nach **Bild 1.11.3** durch einen Ersatzwiderstand R_D dar. Er verbraucht dann die Wechselstromleistung

$$P_W = \frac{U_{eff}^2}{R_D}$$

Nach Ziffer 1.07 entsteht auf der Gleichstromseite, **Bild 1.11.4,** am Kondensator C eine Gleichspannung von der Höhe des Scheitelwertes der Wechselspannung

$$U_G = U_{eff} \cdot \sqrt{2}$$

Sie bewirkt einen Strom durch den Widerstand R. In ihm wird daher eine Gleichstromleistung P_G verbraucht.

$$P_G = \frac{U_{eff}^2 \cdot (\sqrt{2})^2}{R}$$

Diese beiden Leistungen P_W und P_G müssen, abgesehen von geringen Verlusten in der Diode, unter sich gleich sein.

$$P_W = P_G; \quad \frac{U_{eff}^2}{R_D} = \frac{U_{eff}^2 \cdot 2}{R}$$

In dieser Gleichung hebt sich U_{eff}^2 heraus, das ergibt

$$\frac{1}{R_D} = \frac{2}{R}$$

$$R_D = \frac{R}{2} \qquad (R \text{ in Reihe mit der Diode})$$

Der ohmsche Wert des Eingangswiderstandes einer Gleichrichterschaltung nach Bild 1.11.2 ist also nur halb so groß wie der Widerstand R im Gleichrichterkreis.

Liegt der Widerstand R nach **Bild 1.11.5** parallel zur Diode, dann werden die Verhältnisse noch ungünstiger. Zunächst einmal gelten die gleichen Überlegungen wie vorher. Der Gleichrichterkreis wirkt also für die Wechselspannungsquelle wie ein Ersatzwiderstand $R_D = 0{,}5\ R$. Außerdem liegt jedoch der Widerstand R ständig nach **Bild 1.11.6** parallel zur Meßspannung. Er verbraucht also einen zusätzlichen Strom. Die Meßspannungsquelle wird daher durch die parallelliegenden Widerstände R_D und R belastet. Sie werden zu einem neuen Ersatzwiderstand R_D' zusammengefaßt.

Dann gilt für $R_D = R/2$

$$\frac{1}{R_D'} = \frac{1}{R_D} + \frac{1}{R} = \frac{2}{R} + \frac{1}{R} = \frac{3}{R}$$

$$R_D' = \frac{R}{3} \qquad (R \text{ parallel zur Diode})$$

Trotz der größeren Dämpfung wird die Parallelschaltung bevorzugt, weil keine galvanische Verbindung im Meßkreis notwendig ist und überlagerte Gleichspannungen abgeriegelt werden.

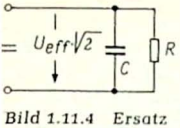


Bild 1.11.4 Ersatzschaltung der Gleichstromseite

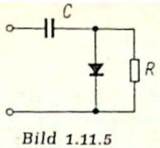


Bild 1.11.5 Meßgleichrichter mit Kondensatoreingang

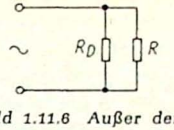


Bild 1.11.6 Außer dem Ersatzwiderstand R_D liegt noch ständig der ohmsche Widerstand R parallel zur Spannungsquelle

Beispiel: Im Abschnitt 1.07 war für den 10-V-Meßbereich eines Diodenvoltmeters ein Widerstand $R = 200\ k\Omega$ errechnet worden. Wie groß ist der Ersatzwiderstand R_D' in einer Schaltung nach Bild 1.11.2 und 1.11.5?

Für Bild 1.11.2 gilt $R_D = \frac{R}{2}$, d. h. $R_D = \frac{200}{2} = 100\ k\Omega$

Für Bild 1.11.5 gilt $R_D' = \frac{R}{3}$, d. h. $R_D' = \frac{200}{3} = 67\ k\Omega$

Ein Diodenvoltmeter nach Bild 1.11.5 würde also in diesem Fall einen Innenwiderstand von 67 kΩ : 10 V = 6,7 kΩ/V aufweisen. Der immer noch relativ hohe Wert beruht auf dem sehr empfindlichen Meßwerk des Instrumentes.

Die Ersatzwiderstände R_D bzw. R_D' bedeuten zeitliche Mittelwerte. Mit ihnen darf nur bei Messungen an Schwingkreisen oder niederohmigen Meßobjekten gerechnet werden. Die wirkliche Belastung tritt stoßweise während der Durchlaßzeit der Diode auf. Während dieser Zeit liegt zwischen den Eingangsklemmen nur der geringe Durchlaßwiderstand der Diode von einigen hundert Ohm. Beim Messen von Impulsspannungen oder an hochohmigen Widerständen bricht während dieser Zeit die Spannung zusammen, und es ergeben sich Meßfehler.

Literatur

Limann: Röhren-Spannungsmesser, die Eingangsschaltung. ATM, Blatt J 8335-6 (Januar 1950).

1.12 Eingangswiderstand bei sehr hohen Frequenzen

Bei Meter- und Dezimeterwellen treten die dielektrischen Verluste der Eingangskapazität und die Laufzeitverluste von Röhren in der Eingangsstufe in Erscheinung. Sie dämpfen weit mehr als

zwischen den Eingangsklemmen wirksame ohmsche Widerstände. Um die dielektrischen Verluste zu verringern, sind für Röhrenfassungen, Meßklemmenisolatoren usw. Spezialisolierstoffe für Hochfrequenz (keramische Sondermassen, Polystyrol-Verbindungen) zu bevorzugen, die etwa zwei Zehnerpotenzen kleinere Verlustwinkel als Bakelitepreßstoffe haben.

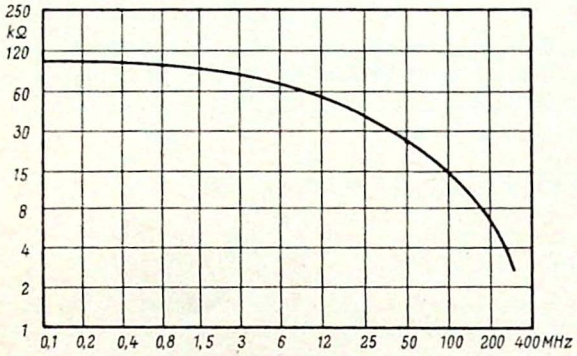


Bild 1.12 Abfall des Eingangswiderstandes eines elektronischen Voltmeters bei hohen Frequenzen

Bild 1.12 zeigt den Verlauf des wirksamen Eingangswiderstandes bei einem hochwertigen UHF-Voltmeter mit Diodentastkopf. Der Wert sinkt von 100 kΩ bei 100 kHz bis auf 3 kΩ bei 300 MHz ab. Bei Verstärkervoltmetern hängt der Eingangswiderstand bei hohen Frequenzen von dem elektronischen Widerstand r_e zwischen Gitter und Katode ab. Aber selbst bei Verwendung hierfür geeigneter Röhrentypen, wie z. B. der Röhre ECC 85, sinken die Werte auf einige Kiloohm ab.

Literatur

Beschreibung des Röhrenvoltmeters Typ URU BN 1080, Ausgabe 1080 A/463, von Rohde & Schwarz.

1.13 Eingangswiderstand von Transistorvoltmetern

Bei Transistoren liegt der Eingangswiderstand niedriger als bei Röhren. Noch störender bei hohen Frequenzen ist jedoch ihre hohe Eingangskapazität. Sie läßt sich im allgemeinen nicht

durch Schwingkreise herausstimmen. Für Hochfrequenzvoltmeter werden deshalb Transistoren im Eingang nur dann verwendet, wenn man sich mit einem Mindestwert für den Eingangswiderstand begnügt. Die störende Eingangskapazität läßt sich, auf Kosten der Empfindlichkeit, durch einen vorgeschalteten kapazitiven Spannungsteiler herabsetzen (s. Abschnitt 1.17).

Für Tonfrequenzen erhält man jedoch mit einer Emitterfolgestufe recht hohe Eingangswiderstände. Ferner ergeben Transistoren mit hohem Stromverstärkungsfaktor hochohmige Gleichspannungsvoltmeter. Ein Basisstrom von wenigen Mikroampere vermag einen Kollektorstrom von einigen Milliampere zu steuern.

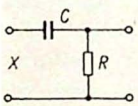
Literatur

Mäusl: Ein neues Hf-Millivoltmeter mit Transistor-Tastkopf. Rohde & Schwarz-Mitteilungen 1964, H. 18, S. 146.

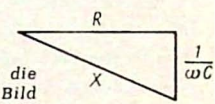
1.14 Frequenzbereich, Bemessung der Eingangsschaltung

Untere Grenzfrequenz

Bei einem RC-Eingang nach **Bild 1.14.1** geht durch die Spannungsteilung über C und R für tiefe Frequenzen Spannung ver-



Links: Bild 1.14.1 Eingangsschaltung eines Wechselspannungsvoltmeters



Rechts: Bild 1.14.2 Diagramm für die Eingangsimpedanz beim vorigen Bild

loren. Die Kapazität C muß deshalb für die unterste Grenzfrequenz f_u einen bestimmten Mindestwert haben. Ist X der Gesamteingangswiderstand, so wird nach **Bild 1.14.2**

$$X^2 = R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2 \qquad \frac{1}{\omega C} = \sqrt{X^2 - R^2}$$

Die Spannungen an X und R verhalten sich wie die Widerstände. Läßt man an R einen Spannungsverlust von p % zu, dann darf

$$R \text{ um } \frac{p}{100} \text{ kleiner als X sein.}$$

$$X\left(1 - \frac{p}{100}\right) = R \qquad X = \frac{100}{100 - p} \cdot R$$

Dann wird

$$\frac{1}{\omega C} = \sqrt{\left(\frac{100}{100-p}\right)^2 \cdot R^2 - R^2}$$

$$\frac{1}{\omega C} = R \sqrt{\left(\frac{100}{100-p}\right)^2 - 1}$$

Setzt man $p = 1\ \%$, so ergibt sich

$$\frac{1}{\omega C} = 0{,}14\, R$$

$$C = \frac{1}{\omega \cdot 0{,}14\, R} = \frac{1}{2\pi f_u \cdot 0{,}14\, R} = \frac{1{,}14}{f_u \cdot R}$$

Diesen Mindestwert muß der Kondensator haben, wenn der Meßfehler bei der Frequenz f_u nur 1 % betragen soll. Bei Diodenvoltmetern ist für R der Wert R_D bzw. R_D' einzusetzen.

Werden Diodenvoltmeter als Spitzenwertmesser verwendet, so ergeben sich für niedrige Frequenzen noch schärfere Bedingungen für den Wert der Kapazität C. Während der Sperrzeiten des Gleichrichters entlädt sich der Kondensator C über den Widerstand R. Die Kapazität muß so groß sein, daß die Spannung daran bei der unteren Grenzfrequenz f_u bis zum nächsten Ladestoß nur um einen zugelassenen Prozentsatz p absinkt. Die Spannung fällt ab nach der Formel

$$u = U \cdot e^{-\frac{t}{RC}}$$

u = Augenblickswert der Spannung
U = Anfangsspannung
t = Entladezeit

$$\ln \frac{U}{u} = \frac{t}{R\,C}$$

Für die Entladezeit t wird näherungsweise das 0,8fache der Periodendauer der Meßfrequenz gesetzt (während der übrigen Zeit werde der Kondensator aufgeladen)

$$t = \frac{0{,}8}{f} \qquad \text{dann ist} \qquad C = \frac{1}{f \cdot R} \cdot \frac{0{,}8}{\ln \frac{U}{u}}$$

Für u wird beim zulässigen Absinken der Spannung um 1, 2, 5 und 10 % der Reihe nach 0,99 U; 0,98 U; 0,95 U und 0,90 U gesetzt. Dann errechnen sich folgende Bemessungsvorschriften:

p	1	2	5	10	%
C	$\frac{80 \cdot 10^6}{f_u R}$	$\frac{40 \cdot 10^6}{f_u R}$	$\frac{16 \cdot 10^6}{f_u R}$	$\frac{8 \cdot 10^6}{f_u R}$	pF, Hz, MΩ

Unabhängig hiervon muß die Kapazität C hundertmal größer als die Parallelkapazität C_e sein, um kapazitive Spannungsteilungen zu vermeiden.

Beispiele

Bei einem Verstärkervoltmeter beträgt der Gitterableitwiderstand der Eingangsröhre 1 MΩ = 10^6 Ω. Die niedrigste Meßfrequenz soll 30 Hz betragen. Wie groß muß mindestens die Kapazität des Eingangskondensators sein?

$$C = \frac{1{,}14}{f_u R} = \frac{1{,}14}{30 \cdot 10^6} = 0{,}038 \cdot 10^{-6}\ \text{F} = 38\ \text{nF}$$

Um alle Streuungen auszugleichen, wird man den Wert auf 50 nF aufrunden.

Bei einem UHF-Diodenvoltmeter beträgt der wirksame Eingangswiderstand R_D bei tiefen Frequenzen 100 kΩ = 0,1 MΩ. Bei der niedrigsten Meßfrequenz von 2 MHz = $2 \cdot 10^6$ Hz soll die Spannung am Kondensator C höchstens um 2 % je Periode absinken. Welchen Wert muß C erhalten?

$$C = \frac{40 \cdot 10^6}{f_u R} = \frac{40 \cdot 10^6}{2 \cdot 10^6 \cdot 0{,}1} = 200\ \text{pF}$$

Obere Grenzfrequenz

Für die obere Grenzfrequenz spielt neben dem absinkenden Eingangswiderstand die Induktivität der Zuleitungen eine Rolle. Der Meßbereich wird bei hohen Frequenzen durch die Eigenresonanz des Kreises begrenzt, der aus den Zuleitungsinduktivitäten L und der Parallelkapazität C_e gebildet wird (Bild 1.11.1). Bei der Resonanzfrequenz steigt die Blindspannung an der Kapazität C_e stark an, und das Voltmeter zeigt zu große Werte. Noch höhere Frequenzen erzeugen dagegen vorwiegend einen

Spannungsabfall an der Induktivität L, und an der Diode wird eine zu kleine Spannung wirksam. Die Zuleitungen sollen daher zusammen höchstens 1 % der kleinsten zu messenden Wellenlänge betragen, das sind bei $\lambda = 2{,}5$ m nur 2,5 cm! Dies führte zum Bau von *Tastköpfen*. Bei ihnen sitzt die Diode oder die Eingangsröhre in einem kleinen beweglichen Tastkörper. Er kann dicht an die Meßstelle herangebracht werden, so daß lange Zuleitungen und zusätzliche Parallelkapazitäten vermieden werden.

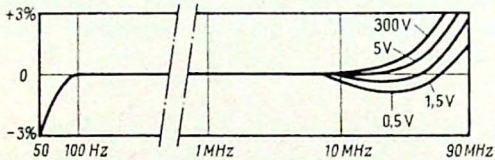


Bild 1.14 3 Bei der oberen Frequenzgrenze steigt die Anzeige zunächst infolge der Serienresonanz des Eingangskreises an, dieser Anstieg ist meist noch vom Frequenzbereich abhängig; bei noch höheren Frequenzen fällt die Anzeige dann steil ab, sie lassen sich nicht mehr messen

Die Bedingungen für die obere und untere Grenzfrequenz hängen teilweise voneinander ab. Eine große Ankopplungskapazität C hat zwangsläufig eine gewisse Eigeninduktivität und eine spürbare Streukapazität gegen Erde, so daß dadurch die obere Grenzfrequenz herabgesetzt wird. Praktisch werden daher elektronische Voltmeter entweder für Ton- und Rundfunkfrequenzen oder für Meter- und Dezimeterwellen gebaut. Der nutzbare Frequenzumfang beträgt dabei etwa vier bis fünf Zehnerpotenzen. Ein Beispiel für den Frequenzgang solcher Voltmeter zeigt **Bild 1.14.3.** Die obere Frequenzgrenze verschiebt sich hierbei etwas in Abhängigkeit von der Größe der zu messenden Spannung.

Literatur

Bergtold: Spitzenspannungszeiger mit Zweipolröhren. Auslese der Funktechnik 4 (1942/43), S. 6.

1.15 Bereichumschaltung, Gleichspannungsteiler

Wie bei jedem Spannungsmesser müssen auch bei elektronischen Voltmetern mehrere Meßbereiche vorgesehen werden, denn mit normalen Anzeigeinstrumenten lassen sich nur Spannungsunterschiede von 1 : 3 bis 1 : 5 sicher ablesen. Im allgemei-

nen werden auch für Gleichspannungen die Bereiche nicht durch Vorwiderstände umgeschaltet wie sonst bei Voltmetern, sondern durch Spannungsteiler nach **Bild 1.15.** Der Eingangswiderstand des Teilers ist in allen Bereichen konstant. Auch beim Messen kleiner Spannungen ist daher die Belastung des Meßobjektes sehr gering. Die abgegriffene Teilspannung ist in allen Bereichen gleich groß, die folgende Röhre oder der Transistor arbeitet also stets unter denselben Bedingungen, und der Skalenverlauf bleibt für jeden Bereich gleich.

Die Teilwiderstände für einen ohmschen Spannungsteiler berechnen sich nach Bild 1.15, von unten beginnend, nach der Gleichung:

$$\frac{\text{Teilwiderstand } R_t}{\text{Gesamtwiderstand } R_{ges}} = \frac{\text{kleinster Meßbereich } u}{\text{Eingangsspannung } U_e}$$

$$R_t = R_{ges} \cdot \frac{u}{U_e}$$

Für den jeweiligen Teilwiderstand R_t wird der Reihe nach R_1, $R_1 + R_2$, $R_1 + R_2 + R_3$ usw. gesetzt. Der Gesamtwiderstand und die Meßbereiche sind nach den praktischen Erfordernissen zu wählen. Der kleinste Meßbereich u ergibt sich durch die Empfindlichkeit der Anzeigeschaltung. Zweckmäßig wird der Spannungsteiler so bemessen, daß er glatte Widerstandswerte enthält, die sich aus handelsüblichen, eng tolerierten Schichtwiderständen zusammensetzen lassen.

Beispiel

$R_{ges} = 12\ \text{M}\Omega$, $u = 5$ V, Meßbereiche 600, 300, 150, 50, 15, 5 V.

$$R_1 = R_{ges} \cdot \frac{u}{U_e}; \quad R_1 = 12 \cdot \frac{5}{600} = 0{,}1\ \text{M}\Omega = 100\ \text{k}\Omega$$

$$R_1 + R_2 = 12 \cdot \frac{5}{300} = 0{,}2; \qquad R_2 = 0{,}2 - R_1 = 0{,}1\ \text{M}\Omega = 100\ \text{k}\Omega$$

$$R_1 + R_2 + R_3 = 12 \cdot \frac{5}{150} = 0{,}4$$

$$R_3 = 0{,}4 - (R_1 + R_2) = 0{,}2\ \text{M}\Omega = 200\ \text{k}\Omega$$

Bei Fortsetzung der Rechnung baut sich der Spannungsteiler nach Bild 1.15 auf. Beachtenswert ist, daß selbst im 5-V-Bereich

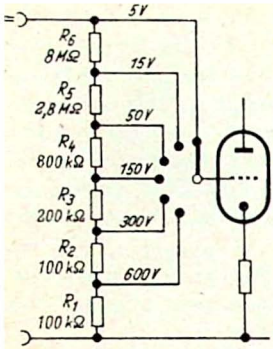


Bild 1.15 Meßspannungsteiler für reine Gleichspannungen

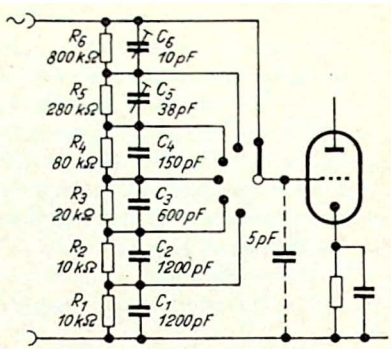


Bild 1.16 RC-Teiler für Wechselspannungen

der hohe Eingangswiderstand von 12 MΩ gilt. Dies entspricht einem Innenwiderstand von 2,4 MΩ/V, ein Wert, der mit einem Drehspulspannungsmesser nicht zu erreichen ist.

Literatur

Cassani: Meßbereicherweiterung an Voltmetern. Funkschau 1950, H. 2, S. 29.
Weidner: Die Berechnung von Stufenspannungsteilern. Funkschau 1964, H. 12, S. 333.

1.16 RC-Spannungsteiler für Wechselspannungen

Für Ton- und Hochfrequenzspannungen sind Teiler nach Bild 1.15 stark mit Fehlern behaftet. Die unvermeidbaren Parallelkapazitäten der Widerstände bilden undefinierte Nebenschlüsse für hohe Frequenzen und machen die berechnete Spannungsteilung hinfällig. Diese Fehler werden ausgeschaltet, indem die Parallelkapazitäten abgeglichen und die RC-Produkte der einzelnen Glieder gleichgemacht werden. In **Bild 1.16** muß also sein:

$$C_1 \cdot R_1 = C_2 \cdot R_2 = C_3 \cdot R_3 \text{ usw.}$$

Die kapazitiven verhalten sich dann wie die ohmschen Widerstände, und auch oberhalb der Grenzfrequenz bleibt die gewünschte Spannungsteilung bestehen. Sie geht dann lediglich von einer ohmschen in eine kapazitive Spannungsteilung über. Trotzdem ergeben sich einige Fehler:

1. In den empfindlichen Bereichen mit kleiner Parallelkapazität wirkt sich beim Umschalten die Eingangs- und Schaltkapazität der eigentlichen Anzeigeschaltung störend aus.

2. Bei sehr hohen Frequenzen verringert sich der Eingangswiderstand der eigentlichen Meßschaltung (vgl. Bild 1.12). Diese zusätzliche Belastung wirkt sich in den einzelnen Bereichen verschieden aus.

3. Die notwendigen hochohmigen Schichtwiderstände weichen bei hohen Frequenzen vom Gleichstromwert ab.

Um diese Fehler zu verringern, wählt man den Querwiderstand solcher Spannungsteiler kleiner als für reine Gleichspannungsteiler. Für die Teilwiderstände in Bild 1.16 wurde deshalb nur jeweils ein Zehntel der Werte von Bild 1.15 vorgesehen. Der Gesamtwiderstand beträgt dann 1,2 MΩ. Als Eingangskapazität der Anzeigeschaltung werden 5 pF angenommen. Die Kapazität C_6 wird mit einem Trimmer auf 15 pF gebracht. Dann ist:

$$R_6 \cdot C_6 = 800 \cdot 15 = 12\,000$$

(Die Dimensionen sind belanglos, wenn stets die gleichen Einheiten verwendet werden.)

Dann muß sein:

$$C_5 = \frac{12\,000}{280} = 43 \text{ pF, abzüglich 5 pF Eingangskapazität, also 38 pF}$$

$$C_4 = \frac{12\,000}{80} = 150 \text{ pF} \qquad C_3 = \frac{12\,000}{20} = 600 \text{ pF}$$

$$C_2 = \frac{12\,000}{10} = 1200 \text{ pF} = C_1$$

Für die unteren Glieder ergeben sich dann ziemlich große Kapazitätswerte; ohne diese Korrektur würden recht erhebliche Fehler auftreten.

Literatur
Literatur siehe Abschnitt 1.15.

1.17 Kapazitive Spannungsteiler

Teiler nach Bild 1.16 sind für Ton- und Mittelfrequenzen bis 1500 kHz brauchbar. Für kurze Wellen und besonders für Dezimeterwellen werden aber auch hierbei die Fehler durch Streukapazitäten nach Erde, Induktivität der Zuleitungen usw. viel zu groß. Für diese Frequenzen verwendet man deshalb fest einge-

stellte einstufige Spannungsteiler. Sie werden als kurze geschlossene Bauteile unmittelbar auf die Eingangsbuchse des elektronischen Voltmeters aufgesteckt. Bei einem festen Übersetzungsverhältnis von beispielsweise 10 : 1 erweitern sie den Meßbereich entsprechend. Bei diesen hohen Frequenzen wirken ohnehin nur die kapazitiven Widerstände. Deshalb baut man solche Spannungsteiler als rein kapazitive Teiler auf. Dabei ergibt sich noch der Vorteil, daß der dämpfende Einfluß des Röhreneingangswiderstandes wesentlich vermindert wird. Dies ist ist besonders bei Messungen an Schwingkreisen vorteilhaft. Nach **Bild 1.17** gilt:

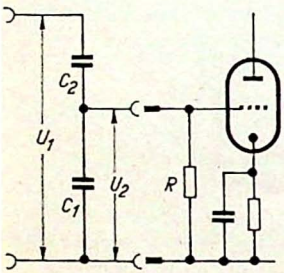


Bild 1.17 Kapazitiver Spannungsteiler für hohe Frequenzen

$$\frac{U_1 - U_2}{U_2} = \frac{\frac{1}{\omega C_2}}{\frac{1}{\omega C_1}} = \frac{C_1}{C_2}$$

$$\frac{U_1}{U_2} - 1 = \frac{C_1}{C_2}$$

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{C_1}{C_2} + 1 = \frac{C_1 + C_2}{C_2}$$

Übersetzungsverhältnis $\ddot{u} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{C_1 + C_2}{C_2}$

Der Einfluß des dämpfenden Widerstandes R errechnet sich folgendermaßen: Sekundärseitig wird im Widerstand R die Wirkleistung

$$P_2 = \frac{U_2^2}{R}$$

verbraucht. Sie erscheint an den Primärklemmen als Leistungsverbrauch an einem Ersatzwiderstand R'.

$$P_1 = \frac{U_1^2}{R'} \qquad \text{Aus } \ddot{u} = \frac{U_1}{U_2} \text{ folgt} \qquad U_1 = \ddot{u} \cdot U_2 \qquad P_1 = \frac{\ddot{u}^2 \cdot U_2^2}{R'}$$

Die primär aufgenommene muß gleich der sekundär verbrauchten Leistung sein.

$$P_1 = P_2 \qquad \frac{\ddot{u}^2 \cdot U_2^2}{R'} = \frac{U_2^2}{R} \qquad R' = \ddot{u}^2 \cdot R$$

Daraus ergibt sich die vom Transformator bekannte Beziehung, daß sich der Widerstand im Quadrat des Übersetzungsverhältnisses überträgt. Ein Röhreneingangswiderstand von 10 kΩ wirkt daher bei einem kapazitiven Spannungsteiler mit ü = 10 nur als Belastung von 1 MΩ auf das Meßobjekt, so daß sich hiermit besonders bei kurzen Wellen sehr günstige Verhältnisse ergeben. Bedingung ist nur, daß R genügend groß gegen $\frac{1}{\omega C_1}$ bleibt, damit hierdurch die Spannungsteilung nicht gestört wird. Für 1 % Fehler gilt wieder die Formel

$$C = \frac{1{,}14}{f_u R}$$

Auch zum Messen hoher Spannungen an Sendern eignet sich dieses Verfahren sehr gut. Bei großen Übersetzungsverhältnissen ergeben sich hiermit in Bild 1.17 sehr kleine Werte für die Kapazität C_2. Sie läßt sich dann besser für Hochspannung bemessen. Außerdem wird infolge des hochohmigen Einganges nur wenig Wirkleistung verbraucht.

Literatur

Zinke und *Brunswig*: Hochfrequenz-Meßtechnik. 3. Auflage, 1953, S. 70. S. Hirzel Verlag, Stuttgart.

1.18 Gitterisolation und Gitterstrom

Bei hochohmigen Spannungsteilern nach Bild 1.15 im Gitterkreis einer Röhre ist der Gitteranschluß sorgfältig vor Kriechströmen vom Netzteil zu schützen. Liegt z. B. zwischen Eingangsklemme und Anodenspannung nur ein Isolationswiderstand von 500 MΩ (ein Wert, der leicht auftritt), dann wird bei einem Gitterableitwiderstand von 10 MΩ die Spannung bereits im Verhältnis von 50 : 1 unterteilt. Das bedeutet, daß bei 250 V Anodenspannung im empfindlichsten Bereich dauernd + 5 V am Gitter liegen, unabhängig von der vorgesehenen negativen Gittervorspannung. Damit ist aber die gesamte Arbeitsweise in Frage gestellt. Es darf also keinen Kriechweg vom Anzeigegitter oder irgendeinem Punkt des Spannungsteilers zur Speisespannung geben. Genauso störend ist natürlich ein Kriechweg zu einer hohen negativen Spannung, da hierdurch die Röhre verriegelt wird.

Schädliche Kriechströme werden mit Sicherheit vermieden, wenn die Isolation des Gitterkreises auf Metallteile gesetzt wird, die mit dem Fußpunkt des Eingangsspannungsteilers (Masse) verbunden werden. Sämtliche Kriechströme werden dann nach **Bild 1.18.1** durch diese Metallteile abgefangen und von den kritischen Stellen ferngehalten (Schutzringschaltung).

Der Bereichumschalter ist auf einen mit Masse verbundenen Metallwinkel zu montieren. Die Spannungsteilerwiderstände werden freitragend zwischen die Schalterkontakte eingelötet und der Gitteranschluß ohne Zwischenstützpunkte zum Umschalter geführt. Ganz allgemein muß vermieden werden, daß Anschlußpunkte mit großem Spannungsgefälle zum Gitter nur durch kurze Isolationswege davon getrennt sind, weil sonst immer Kriechstromgefahr auftritt. Für die Röhrenfassungen in dieser Stufe sind die hochwertigsten professionellen Ausführungen (Keramik oder Epoxydharz) zu wählen.

Selbst wenn alle äußeren Kriechströme sorgfältig vermieden werden, kann der innere Gitterstrom der Meßröhre Störungen an einem hochohmigen Spannungsteiler verursachen. Wie bekannt, setzt bereits bei geringen negativen Gittervorspannungen ein Strom zum Gitter ein. Er entspricht dem Anlaufstrom nach Bild 1.05.1, wenn das Gitter als Diodenanode aufgefaßt wird. Mit empfindlichen Meßverfahren läßt sich aber auch bei größeren negativen Vorspannungen ein Gitterstrom in umgekehrter Richtung nachweisen. **Bild 1.18.2** zeigt den Gesamtverlauf des Gitterstromes einer Röhre. Die Ursache für den negativ gerichteten Gitterstrom sind die geringen Gasreste, die selbst bei bestem technisch möglichem Vakuum noch immer in der Röhre vorhanden sind. Trifft ein aus der Katode herausgeschleudertes negatives Elektron auf ein Gasmolekül, so werden daraus negative Elektronen herausgeschlagen, und es verbleibt ein positiv geladenes Ion, das zum negativsten Punkt, d. h. zum Gitter, wandert. – Treffen negative Elektronen auf das Gitter, so entsteht der normale Gitterstrom. Treffen positive Ionen auf, so muß naturgemäß ein Strom in umgekehrter Richtung entstehen. Dazwischen gibt es einen Punkt, bei dem die Gitterstromrichtung sich umkehrt, der Gitterstrom also tatsächlich Null ist. Auf diesen Punkt stellt sich z. B. eine Röhre mit offenem Gitterkreis

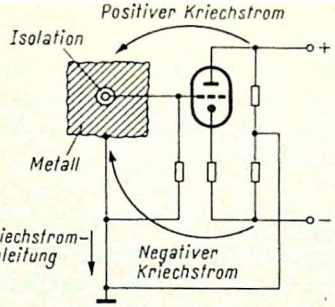


Bild 1.18.1 Schutzmaßnahmen gegen Kriechströme bei hochohmigen Röhrenvoltmetern

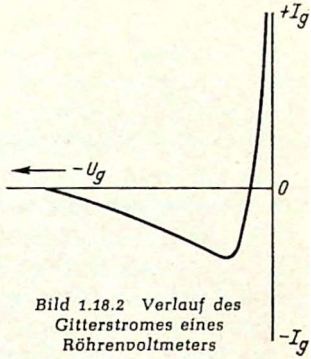


Bild 1.18.2 Verlauf des Gitterstromes eines Röhrenvoltmeters

ein, weil dann kein Gitterstrom fließen kann. Der negative Gitterstrom liegt je nach Güte des Vakuums bei 10^{-7} bis 10^{-8} A. Bei einem Gitterableitwiderstand von 12 MΩ wird dann ein Gitterstrom von beispielsweise $5 \cdot 10^{-8}$ A einen zusätzlichen Spannungsabfall von

$$5 \cdot 10^{-8} \cdot 12 \cdot 10^{6} = 0{,}6 \text{ V}$$

hervorrufen.

Bei einem Gleichspannungsvoltmeter nach Bild 1.15 tritt also im 5-V-Bereich diese zusätzliche Fremdspannung auf, während sie sich im 15-V-Meßbereich bereits auf 0,2 V verringert, weil dann der Gitterwiderstand und der Spannungsabfall daran geringer werden. Praktisch wirkt sich dies so aus, daß beim Umschalten der Bereiche der Zeigernullpunkt trotz genauester Nullpunktkompensation wandert. Diese Störung kann durch Einbrennen und Auswählen der Röhren und Anwenden von niedrigen Anodenspannungen verringert werden, denn bei geringen Anodenströmen ist auch die Zahl der ionisierten Gasmoleküle geringer. In Spezialschaltungen mit besonders hohen Gitterwiderständen arbeitet man daher bisweilen nur mit Anodenspannungen von 10 ... 20 V. Gitterströme können auch durch Unterheizen der Röhre (10 ... 15 %) verringert werden. Nachteile wurden hierbei noch nicht beobachtet, obgleich die Röhrenhersteller stets vor Unterheizung warnen.

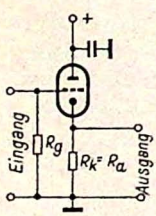
Der große Einfluß von Kriech- und Gitterströmen auf die Wirkungsweise von Röhrenvoltmetern wird beim Selbstbau viel-

fach nicht recht erkannt, ebenso wie die Bedeutung des Eingangswiderstandes, der Eingangskapazität und des Eingangsspannungsteilers. Es ist daher äußerst wichtig, die Eingangsschaltung eines Röhrenvoltmeters so hochwertig und kapazitätsarm wie möglich zu machen und alle nicht unbedingt notwendigen Leitungen und Umschalter zu vermeiden.

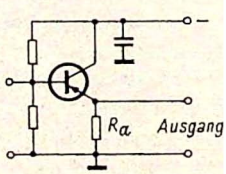
1.19 Katodenfolger und Emitterfolger

Katodenfolgestufen mit Röhren und Emitterfolgestufen mit Transistoren sind wichtige Bausteine elektronischer Voltmeter. Beide Schaltungen wirken als Impedanzwandler. Sie passen hochohmige Widerstände ohne wesentlichen Spannungsverlust an niederohmige Verbraucher an. Bei Wechselspannungsverstärkern wird dadurch auf der niederohmigen Ausgangsseite der Einfluß von schädlichen Parallelkapazitäten beträchtlich verringert. Bei Gleichspannungsverstärkern und hinter Meßgleichrichtern ergibt ein Katoden- oder Emitterfolger eine größere Leistung für das Anzeigeinstrument.

Das Prinzip beider Baustufen ist folgendes: Der Arbeitswiderstand liegt nicht im Anoden- oder Kollektorkreis, sondern in der Katodenzuleitung **(Bild 1.19.1)** bzw. Emitterzuleitung **(Bild 1.19.2).** Eingangs- und Ausgangskreis sind daher über den Arbeitswiderstand zu 100 % gegengekoppelt. Diese starke Stromgegenkopplung ergibt einen sehr niedrigen Innenwiderstand auf der Ausgangsseite. Dagegen erhöht sich der elektronische Eingangswiderstand gegenüber der Eingangsschaltung einer normalen Verstärkerstufe. Die Spannungsverstärkung ist stets etwas kleiner als eins. Infolge des niedrigen Ausgangswiderstandes steht jedoch trotzdem eine erhebliche Leistung am Ausgang zur Verfü-



Links: Bild 1.19.1 Prinzip des Katodenfolgers

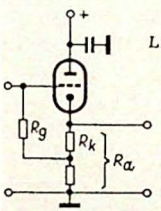


Rechts: Bild 1.19.2 Prinzip des Emitterfolgers

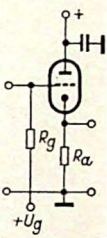
gung. Die starke Stromgegenkopplung macht außerdem in bekannter Weise die Stufen stabil gegen Änderungen der Betriebsspannungen und Alterungen der Röhren bzw. Transistoren.

Infolge der starken Gegenkopplung kann der Katodenfolger sehr weit ausgesteuert werden. Dabei bleibt trotzdem der Klirrfaktor sehr gering. Die Phasenlage von Eingangs- und Ausgangsspannung ist gleich. Die Impedanzwandlung erfolgt im Gegensatz zum Anpassungstransformator nur in einer Richtung, von der hochohmigen zur niederohmigen Seite.

Soll beim Katodenfolger der Wert des Arbeitswiderstandes größer sein als zum Erzeugen der Gittervorspannung notwendig, dann wird nach **Bild 1.19.3** oder **1.19.4** geschaltet.



Links: Bild 1.19.3 Abgreifen der Gittervorspannung bei einem hochohmigen Arbeitswiderstand



Rechts: Bild 1.19.4 Zuführen einer besonderen Gittervorspannung bei einem hochohmigen Arbeitswiderstand

Der große Arbeitswiderstand hebt das Katodenpotential stark positiv an. Infolgedessen muß das Gitter durch eine zusätzliche Vorspannung ebenfalls soweit positiv gemacht werden, daß sich die für den gewünschten Arbeitspunkt erforderliche Vorspannung zwischen Gitter und Katode einstellt. Bei hohen Arbeitswiderständen ist auch die Gleichstromgegenkopplung sehr hoch. Dies ergibt den Vorteil, daß die Verstärkung noch stabiler ist. Infolge der starken Gegenkopplung wird das Voltmeter dann praktisch unabhängig von Röhrenalterungen, Röhrenwechsel und Betriebsspannungsschwankungen. Außerdem liegt der Gitterwiderstand R_g nicht mehr parallel zum Eingang. Die Eingangsschaltung wird daher sehr hochohmig, weil am unteren Teil des Arbeitswiderstandes Meßspannung und Ausgangsspannung entgegengesetzt gerichtet sind. Sie heben sich also gegenseitig auf, d. h. es fließt praktisch kein Eingangsstrom.

Beim Emitterfolger erzielt man die gleichen Vorteile, wenn man nach **Bild 1.19.5** keinen Basisspannungsteiler benutzt, sondern die Basisgleichspannung über einen Vorwiderstand von der Kollektorspannung her bezieht. Bei dem dargestellten Beispiel wird mit einem Silizium-pnp-Transistor ZT 41 ein Eingangswiderstand von über 20 kΩ bis zu Frequenzen von 3 MHz erzielt.

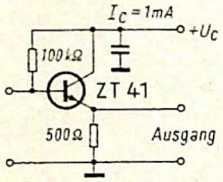


Bild 1.19.5 Katodenfolger mit hochohmigem Eingang

Literatur

Der Katodenverstärker. Funktechnische Arbeitsblätter, Vs 72. Franzis-Verlag München.

Brandt: Die Kollektorgrundschaltung. Funkschau 1963, H. 22, S. 616.

1.20 Baustufen für Verstärkervoltmeter

Verstärkervoltmetern werden meist für breite Frequenzbänder gebaut. Je größer die Bandbreite ist und je höher die obere Grenzfrequenz liegen soll, desto niedriger sind die Arbeitswiderstände der Röhren und Transistoren zu wählen, damit die schädlichen Parallelkapazitäten sich nicht auswirken.

Die Röhren und Transistoren sollen ferner eine große Steilheit bei niedrigen Eingangs-, Ausgangs- und Rückwirkungskapazitäten aufweisen, damit das Produkt Bandbreite × Verstärkung groß wird. Für sehr hohe Gesamtverstärkung sind mehrere Verstärkerstufen erforderlich. All das sind Fragen der Breitbandverstärkertechnik, wie sie auch beim Bau von Oszillografenverstärkern auftreten. Sie ausführlich zu erörtern, würde ein eigenes Buch füllen. Deshalb sei hierfür auf die Spezialliteratur verwiesen. Auf bemerkenswerte Einzelheiten wird außerdem bei den späteren Schaltungsbesprechungen hingewiesen.

Literatur

Wolf: Katodenstrahl-Oszillografen, ihre Breitbandverstärker und Zeitablenkgeräte. Franzis-Verlag, München.

2 Diodenvoltmeter (Gleichrichter-Instrumente) und Diodentastköpfe

Nach den heutigen Begriffen müssen auch die normalen Vielfach-Meßinstrumente mit Wechselspannungsmeßbereichen zu den elektronischen Voltmetern gerechnet werden, da sie mit Halbleiterdioden arbeiten. Der klassische Meßgleichrichter ist der sogenannte *Maikäfer*, ein Kupferoxydulgleichrichter in Zweiweg- und Brückenschaltung. Er ist zwischen zwei ovale Kunststoffdeckplatten eingebettet, so daß das Ganze einem Käfer ähnelt. Neuerdings werden jedoch für Meßgleichrichter vorwiegend Germaniumdioden benutzt. Sie sind spannungsfester und haben geringere Eigenkapazitäten als Kupferoxydulgleichrichter. Röhrendioden werden für einfache Diodenvoltmeter nicht mehr angewendet. Wenn ohnehin eine Stromquelle zum Heizen der Diode vorgesehen werden muß, dann kann man auch gleich noch eine Verstärkerstufe dahintersetzen, um eine größere Leistung für das Anzeigeinstrument zu erhalten. Röhrendioden werden deshalb vorwiegend in die Dioden-Tastköpfe größerer elektronischer Voltmeter eingebaut. Sie haben den Vorteil, daß man Hochfrequenz- und Impulsspannungen bis zu einigen hundert Volt damit messen kann.

2.01 Vielfachmesser mit halber Graetz-Brücke

Bild 2.01 zeigt die vereinfachte Prinzipschaltung für Wechselspannung beim Universalmesser UM der Firma AEG. Ein umschaltbarer Spannungsteiler schaltet die Vorwiderstände für die höheren Meßbereiche ein. Die Gleichrichterbrücke mit zwei Germaniumdioden und zwei Widerständen (vgl. Bild 1.09.4) liegt parallel zum untersten Spannungsteilerwiderstand. Dadurch erhält man für alle Bereiche die gleiche Skalenteilung, eine gute Temperaturkonstanz und geringe Fehler bei verzerrten Meßspannungen. Der Stromverbrauch für den Vollausschlag beträgt 1 mA, das entspricht einem Eigenwiderstand von 1000 Ω/V. Das Gerät hat für Wechselspannungsmessungen die Genauigkeit der

Klasse 1,5. Dazu kommt ein Frequenzfehler von $\leqq \pm 1{,}5\ \%$ im Frequenzgebiet von 15 Hz bis 20 kHz. Die Schaltung arbeitet mit Flächengleichrichtung, die Skala ist in Effektivwerten geeicht.

Literatur

Eckhardt-Kurdal: Meßgleichrichter. Ausg. 1963, S. 82. Verlag G. Braun, Karlsruhe

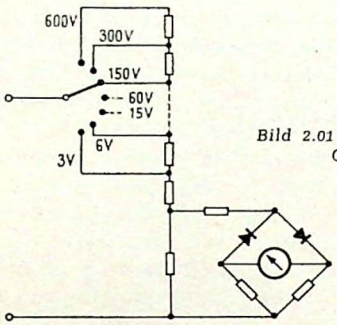


Bild 2.01 Vielfachmesser mit halber Graetz-Brücke (AEG)

2.02 Vielfachmesser mit Graetz-Brücke

Mit einem Kupferoxydulgleichrichter in Brückenschaltung arbeitet das Multavi II von Hartmann & Braun. **Bild 2.02** zeigt den Schaltungsauszug für Wechselspannungsmessungen. Der Stromverbrauch für dieses Instrument beträgt 3 mA, das entspricht dem Eigenwiderstand von 333 Ω/V. Die Genauigkeit bis zu Frequenzen von 500 Hz liegt innerhalb der Klasse 1,5. Im Frequenzbereich bis 2000 Hz tritt ein zusätzlicher Fehler von $\pm$ 3 % auf. Er erhöht sich auf $\pm$ 6 % im Frequenzbereich bis 10 000 Hz. Bei dem Multavi II handelt es sich also um ein robustes Gebrauchsinstrument mit relativ hohem Eigenwiderstand.

Literatur

Eckhardt-Kurdal: Meßgleichrichter. Ausg. 1963, S. 85. Verlag G. Braun, Karlsruhe.

2.03 Millivoltmeter mit Wandler

Das Universal-Millivoltmeter Typ UM der AEG arbeitet mit einem Übertrager nach Bild 1.09.1. Durch geschickte Bemessung ergibt sich damit der für ein Gleichrichterinstrument sehr emp-

findliche niedrigste Spannungsmeßbereich mit nur 15 mV Vollausschlag. Die Primärseite des Wandlers ist nach **Bild 2.03** angezapft. Damit wird in allen vier Bereichen die gleiche Skaleneinteilung erzielt. Der Stromverbrauch für den Vollausschlag liegt zwischen 0,25 mA und 10 mA. Die 10 mA werden im 15-mV-Bereich benötigt. Das Gerät hat eine Klassengenauigkeit 1,5 und

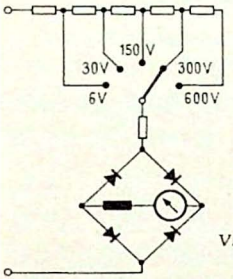


Bild 2.02
Vielfachmesser mit Graetz-Brücke (Hartmann & Braun)

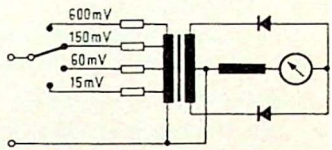


Bild 2.03 Wechselspannungs-Millivoltmeter mit Meßübertrager (AEG)

einen Frequenzfehler von + 1,5 % im Gebiet von 30 bis 300 Hz.

Dieser Vielfachmesser, mit dem auch Gleichspannungen mit 60 – 150 – 600 mV Vollausschlag bei einem Stromverbrauch von 0,1 mA gemessen werden können, ist ein Grenzfall. Die hohe Empfindlichkeit und die Unabhängigkeit von zusätzlichen Betriebsstromquellen werden hier mit einem relativ hohen Stromverbrauch und einem engen Frequenzbereich erkauft. Will man diese Nachteile vermeiden, dann muß man zu Breitband-Verstärkervoltmetern übergehen. Bei ihnen ist vor dem Meßgleichrichter ein Röhren- oder Transistorverstärker angeordnet. Er verstärkt zunächst die eigentliche Meßwechselspannung so weit, daß sie dann mühelos gemessen werden kann.

Literatur

Eckhardt-Kurdal: Meßgleichrichter. Ausg. 1963, S. 88. Verlag G. Braun, Karlsruhe.

2.04 Hochfrequenz-Multizet

Das Hf-Multizet von Siemens & Halske arbeitet ebenfalls ohne Hilfsstromquellen. Der Meßgleichrichter in Greinacher-Schaltung (vgl. Bild 1.10.2) ist nach **Bild 2.04** in einem Tastkopf untergebracht. Damit kann man dicht an die Meßstelle herangehen und bis zu sehr hohen Frequenzen messen, ohne daß die Zuleitungs-

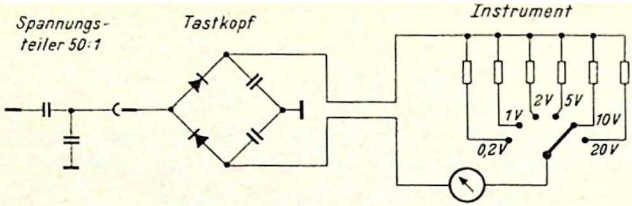


Bild 2.04 Prinzipschaltung des Siemens-Hf-Multizet für den Frequenzbereich 30 Hz bis 450 MHz

induktivität zu große Fehler verursacht. Der Frequenzbereich, in dem gemessen werden kann, erstreckt sich von 30 Hz bis 450 MHz.

Meßbereiche	0,2	1	2	5	10	20 V
Eigenwiderstand	3	15	25	50	65	65 kΩ

Zum Eingangswiderstand liegt jeweils eine Kapazität von 4 pF parallel. Infolge der Verwendung eines hochempfindlichen Drehspulinstrumentes ließ sich der Eigenverbrauch für Vollausschlag erstaunlich niedrig halten. Er liegt bei 0,067 mA für den empfindlichsten Meßbereich und steigt bis 0,31 mA für den 20-V-Meßbereich an. Dies entspricht einem Eigenwiderstand von 15 kΩ/V für den 0,2-V-Meßbereich, während im 20-V-Bereich der Eigenwiderstand 3,25 kΩ/V beträgt. Mit Hilfe des kapazitiven Aufsteckspannungsteilers mit dem Untersetzungsverhältnis 50 : 1 ergeben sich Meßbereiche von 50 V bis 1000 V Vollausschlag. Die Greinacher-Schaltung im Tastkopf spricht auf Spitzenwerte an, die Skala des Gerätes ist jedoch in Effektivwerten geeicht. Die Genauigkeit beträgt ± 2 % im gesamten Frequenzbereich, nur im 0,2-V-Meßbereich verringert sie sich auf ± 10 %.

Nach dem gleichen Prinzip arbeitet der Hochfrequenz-Spannungsmesser der AEG.

Literatur

Ebinger und Eckhardt: Die Universalmesser der AEG. AEG-Mitteilungen 1963, H. 3/4, S. 98 (Hochfrequenz-Spannungsmesser).

2.05 Tastköpfe mit Röhrendioden

Meßgleichrichter mit Kristalldioden vertragen keine Spannungen über 30 V (vgl. Abschnitt 1.07 und 1.10). Bei elektronischen Voltmetern für die Servicetechnik verwendet man deshalb Röh-

rendioden für die Tastköpfe zum Messen von Impuls- und Hf-Spannungen. Mit ihnen lassen sich Spannungen bis zu 300 V messen. Der Anlaufstrom von Röhrendioden (vgl. Bild 1.05.1) bewirkt jedoch in den empfindlichen Meßbereichen einen störenden Anfangsausschlag des Anzeigeinstrumentes, ohne daß eine Meßspannung angelegt ist.

In **Bild 2.05.1** wird deshalb der Anlaufstrom durch einen gleich großen, aber entgegengesetzt gerichteten Strom aus einer kleinen Hilfsspannungsquelle unterdrückt (kompensiert). Diese

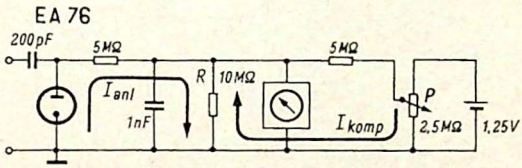


Bild 2.05.1 Der Diodenanlaufstrom I_{anl} im Arbeitswiderstand R wird durch einen gleich großen Kompensationsstrom I_{komp} aufgehoben

Hilfsspannungsquelle besteht hier aus einer Nickelkadmiumzelle mit 1,25 V Spannung. Sie wird ständig aus einem kleinen Gleichrichter nachgeladen. An einem Spannungsteilerwiderstand P parallel zur Batterie wird die Kompensationsspannung abgegriffen und über den Vorwiderstand von 5 MΩ gegensinnig zur Anlaufspannung auf die Diodenanode gegeben. Abgeglichen, also kompensiert, wird im betriebsmäßigen Zustand bei offenen Meßklemmen. Man verstellt den Drehwiderstand P so, daß der Zeiger des Instrumentes auf Null zu stehen kommt. Im Muster ergab sich die Kompensation bei einer Spannung von 0,75 V. Dieser verhältnismäßig hohe Wert zeigt, daß sich ohne diese Kompensation Wechselspannungen unter 0,75 V Spitzenwert nicht mehr messen lassen würden. Die Hilfsspannung kann in solchen Fällen auch aus einer anderen Stromquelle bezogen werden, z. B. aus einer stabilisierten Heizgleichspannung, die für empfindliche Eingangsröhren vorgesehen ist, oder aus der Betriebsgleichspannung der übrigen Röhren oder Transistoren.

Im Bild 2.05.1 ist kein Diodenstrommesser dargestellt, sondern lediglich der Widerstand R, an dem die gleichgerichtete Meßspannung abfällt. Sie wird mit einem nachgeschalteten elektronischen Gleichspannungsvoltmeter mit hohem Eingangswider-

stand gemessen. Der Diodenkreis ist daher, wie ein Vergleich mit den vorhergehend beschriebenen Schaltungen zeigt, ebenfalls sehr hochohmig, denn er braucht nicht mehr die Leistung zum Betrieb des Meßinstrumentes aufzubringen. Das Gleiche gilt für die folgenden Schaltungen.

Bild 2.05.2 zeigt das Prinzip der Anlaufstromkompensation verschiedener industrieller Röhrenvoltmeter, z. B. des Typs

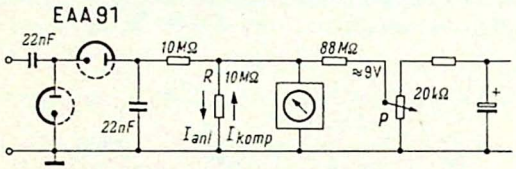


Bild 2.05.2 Anlaufstromkompensation beim Röhrenvoltmeter RV 11 von Grundig

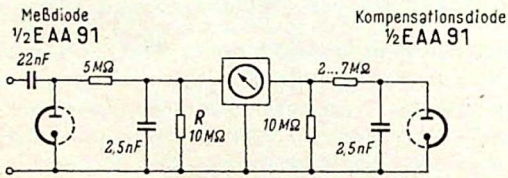


Bild 2.05.3 Anlaufstromkompensation beim Röhrenvoltmeter RV 3 von Grundig

Heathkit V-7 A/UK von Daystrom und des Typs RV 11 von Grundig. Die Diodenschaltung dient zum Messen von Spitze-zu-Spitze-Werten. Die Schaltung gleicht in bezug auf die Anlaufstromkompensation der vorhergehenden, denn die beiden Dioden liegen für den Anlaufstrom in Serie. Die Kompensationsspannung wird aus der Anodengleichspannung des Netzteiles abgegriffen. Der Widerstand P dient zum Einstellen der Kompensation. Er wird so eingepegelt, daß der Zeiger auf Null steht.

In der Schaltung **Bild 2.05.3** wird eine zweite, gleiche Diode zum Kompensieren des Anlaufstromes der Meßdiode verwendet. Auch hier hat man sich das Anzeigeinstrument als hochohmiges elektronisches Voltmeter vorzustellen. Die Meßdiode speist einen Zweig der Brückenschaltung, die Kompensations-

diode den anderen. Die Wirkungen der Anlaufströme heben sich dadurch auf. Diese Schaltung wird im Grundig-Röhrenvoltmeter RV 3 angewendet. Der Widerstand 2 ... 7 MΩ im Kompensationszweig dient dazu, Toleranzen der Anlaufströme auszugleichen und so den Zeiger genau auf Null zu stellen. Im Betrieb ändert sich dann die Kompensation kaum mehr, da beide Dioden im gleichen Röhrenkolben sitzen und sich gleichmäßig verhalten.

2.06 Mechanischer Aufbau eines Röhrendioden-Tastkopfes

Bild 2.06.1 zeigt die Schaltung und **Bild 2.06.2** die mechanische Konstruktion eines Dioden-Tastkopfes für ein Röhrenvoltmeter der Firma Marconi Instruments. Die verwendete Diode EA 52

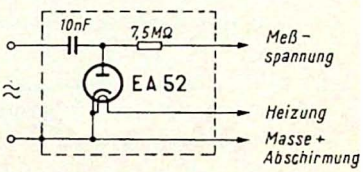


Bild 2.06.1 Tastkopfschaltung für das Marconi-Röhrenvoltmeter TF 1041 C

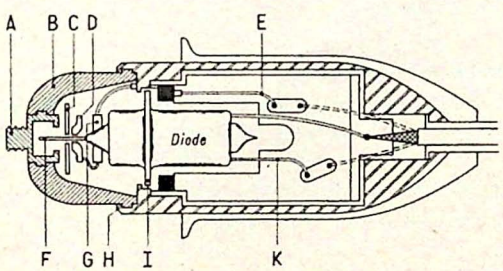


Bild 2.06.2
Mechanische Anordnung des Tastkopfes von Bild 2.06.1; A = Gewindeansatz für Tastspitze, B = Isolierteil, C = Scheibenkondensator, D = Anodenkontakt, E = Ausgangsleitung für die Meßspannung, F = Anodenstift der Meßdiode, G = 7,5-MΩ-Siebwiderstand, H = Masseanschlußpunkt für das Aluminium-Abschirmgehäuse, I = ringförmiger Katodenanschluß, K = Heizleitungen. Die Anschlüsse bei C und I sind etwas auseinandergezogen dargestellt, in Wirklichkeit stellt der Scheibenkondensator C unmittelbar die Verbindung zwischen den Teilen B und D her, und der Katodenring liegt an der dunkel gezeichneten ringförmigen Gegenelektrode an, die mit der Meßleitung E verbunden ist

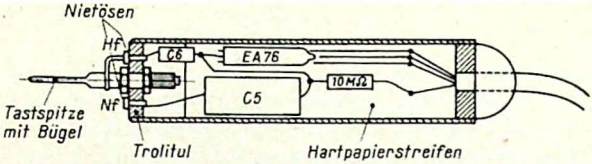


Bild 2.06.3 Tastkopf des Funkschau-Röhrenvoltmeters

ist scheibenförmig aufgebaut. Der Katodenanschluß ist als Ring am Umfang des Kolbens angeordnet, um die Zuleitungsinduktivitäten für hohe Frequenzen so klein wie möglich zu halten. Der Koppelkondensator ist ebenfalls scheibenförmig ausgebildet. Auf den Gewindeansatz läßt sich eine Tastspitze aufschrauben, oder man kann den Tastkopf damit fest in Meßaufbauten einfügen.

Den Tastkopf des für den Selbstbau konstruierten und später im Abschnitt 5.05 beschriebenen Funkschau-Röhrenvoltmeters zeigt **Bild 2.06.3.**

Literatur

Crawford: Vacuum Tube Voltmeter Type TF 1041 C. Marconi Instrumentation Vol. 8, No. 4, S. 75.

2.07 Durchgangs-Tastköpfe

Für Höchstfrequenzmessungen an Koaxialleitungssystemen baut man die Meßdioden nach **Bild 2.07.1** so in T-förmige Rohrstücke ein, daß die Tastspitze unmittelbar mit dem Innenleiter verbunden ist, ohne den Wellenwiderstand der Koaxialleitung zu beeinträchtigen. **Bild 2.07.2** zeigt einen solchen Durchgangs-

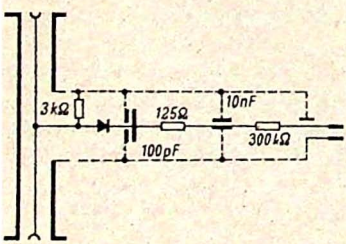


Bild 2.07.1 Schaltung eines Durchgangs-Tastkopfes für Frequenzen bis 2400 MHz (Rohde & Schwarz)

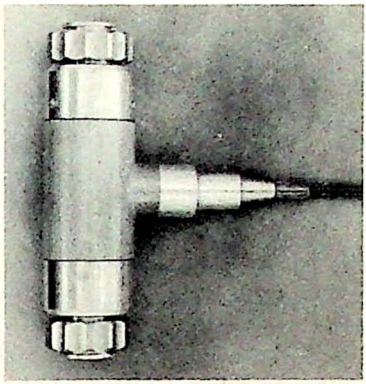


Bild 2.07.2 Durchgangs-Tastkopf für koaxiale Meßleitungen. Nach rechts führt wie im vorigen Bild die Diodenleitung heraus (Rohde & Schwarz)

Tastkopf von der Firma Rohde & Schwarz. Oben und unten werden die Koaxialleitungen mit Hilfe passender Hochfrequenzkupplungen angeschraubt. Nach rechts führt die Meßleitung zum elektronischen Voltmeter heraus. Für die verschiedenen Wellenwiderstände und Durchmesser von Koaxial-Meßleitungen werden jeweils richtig angepaßte Durchgangs-Tastköpfe benötigt.

3 Triodenvoltmeter

In der Anfangszeit der elektronischen Voltmeter wurden die damals in der Empfängertechnik üblichen Audion- und Richtverstärkerschaltungen auch als Meßgleichrichter benutzt. Man verstärkte damit zugleich den Anzeigestrom. Das Meßinstrument belastete also nicht unmittelbar die Meßspannungsquelle, der Eingangswiderstand war beträchtlich höher als beim Diodenvoltmeter. Das Audion hat heute nur noch historisches Interesse. Der Richtverstärker bringt in Sonderfällen noch gewisse Vorteile.

3.01 Audionvoltmeter

Das Audion ist als Diode mit nachgeschaltetem direkt gekoppeltem Verstärker aufzufassen. Das Gitter wirkt zunächst als Diodenanode. Eine Wechselspannung daran erzeugt einen Richtstrom im Gitterableitwiderstand. Die Diodenanode bzw. das Gitter der Röhre wird negativ. Für Eingangsspannungen bis etwa 0,3 V ist die Gleichrichterkennlinie parabelförmig gekrümmt. Bis zu diesem Wert werden deshalb auch von nichtsinusförmigen Spannungen Effektivwerte angezeigt. Bei größeren Spannungen trifft dies nicht mehr zu. Die Messung verschiebt sich allmählich zu Scheitelwerten, der Oberwellenfehler hängt stark von der Eingangsspannung ab.

Die am Gitter des Audions auftretende negative Richtspannung verringert den Anodenstrom des Triodensystems. Wird die Schaltung so bemessen, daß bei der Eingangsspannung Null ein Milliamperemeter im Anodenkreis Vollausschlag zeigt, dann geht beim Anlegen der Meßspannung der Zeigerausschlag zurück. Um diese ungewöhnliche Art des Ablesens zu vermeiden und die hohe Empfindlichkeit voll auszunutzen, muß der Anodenruhestrom kompensiert werden. Dazu benutzt man zweckmäßig eine Brückenschaltung mit einer zweiten gleichartigen Röhre. Mit solchen Anordnungen lassen sich empfindlichste Meßbereiche bis herab zu etwa 0,15 V Vollausschlag erzielen. Die Be-

triebsspannungen müssen stabilisiert werden, sonst wandert der Nullpunkt des Instrumentes zu sehr.

Audionvoltmeter sind empfindlicher als einfache Diodenvoltmeter, und sie verbrauchen weit weniger Leistung aus der Meßspannungsquelle, weil man den Gitterableitwiderstand viel hochohmiger machen kann als den Widerstand eines Diodenkreises. **Bild 3.01** zeigt ein Audionvoltmeter zum Messen von Wechselspannungen bis zu einigen zehntel Volt. Es arbeitet

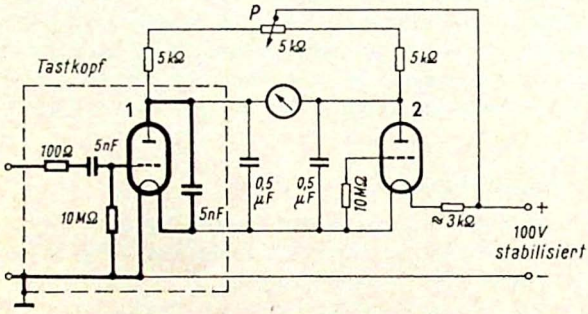


Bild 3.01 Schaltung eines Audionvoltmeters mit Ruhestromkompensation durch eine zweite Röhre

mit direkt geheizten Miniaturröhren. Die Meßröhre sitzt in einem Tastkopf. Die Audionkombination besteht aus 5 nF und 10 MΩ. Damit lassen sich noch tiefe Tonfrequenzen messen. Andererseits ist ein Gitterableitwiderstand von 10 MΩ genügend hochohmig, so daß er Schwingkreise im Mittel- und Kurzwellenbereich nicht nennenswert bedämpft. Da hier eine Diodengleichrichtung nach Bild 1.11.5 vorliegt, tritt der Ableitwiderstand bis zu den Frequenzen des Mittelwellenbereiches mit dem Wert

$$R_D' = \frac{R}{3} = \frac{10\ M\Omega}{3} \approx 3{,}3\ M\Omega$$

als Eingangswiderstand in Erscheinung. Bei noch höheren Frequenzen sinkt der Eingangswiderstand des Audions stark ab, weil bei einer Röhre, die mit hohem Anodenstrom betrieben wird, sich Laufzeitverluste und elektronischer Eingangswiderstand r_e besonders ungünstig auswirken. (Das Audion arbeitet

ohne feste negative Vorspannung, also mit hohem Anodenruhestrom.) Infolge der Serienresonanz des aus Zuleitungsinduktivität und Eingangskapazität der Röhre bestehenden UKW-Schwingkreises traten bei dem betreffenden Modell Resonanzüberhöhungen bei 100 MHz und 200 MHz auf. Sie wurden durch den Serienwiderstand von 100 Ω in der Gitterzuleitung abgeflacht.

Der hohe Anodenstrom des Audions wird für das Meßinstrument durch eine Brückenschaltung mit der Röhre 2 kompensiert. Die Brücke wird mit dem Potentiometer P abgeglichen. Der Zeiger des Meßinstrumentes steht dann auf Null. Heizstrom und Anodenspannung werden aus einem Glimmstabilisator entnommen. Mit einer solchen Schaltung lassen sich Meßbereiche mit 0,15 ... 0,20 V Vollausschlag erzielen und Spannungen bis herab zu etwa 20 mV messen. Um höhere Meßbereiche zu erzielen, werden Nebenschlüsse zum Instrument parallel geschaltet. Man erzielt jedoch allenfalls Meßbereiche mit 3 ... 4 V Vollausschlag, dann ist die Audionröhre übersteuert, und ihr Anodenstrom ändert sich kaum mehr. Die Skalenteilungen sind ungleichmäßig und verlaufen für jeden Bereich anders. Bild 3.01 stellt eine Laborschaltung dar. Die Meßgeräteindustrie stellt keine Audionröhrenvoltmeter her, da sich Verstärkervoltmeter bedeutend empfindlicher und mit besseren Eigenschaften bauen lassen. Lediglich im Abschnitt 5.09 wird später eine serienmäßige Audionschaltung besprochen.

Literatur

Boucke: Das Audion-Röhrenvoltmeter. Frequenz Bd. 4 (Nov. 1950), H. 11, S. 281.

Eberhardt: Breitband-Audionvoltmeter von 100 Hz bis 200 MHz. Funkschau 1961, H. 4, S. 375.

3.02 Richtverstärkervoltmeter

Beim Richtverstärker **Bild 3.02** legt man den Arbeitspunkt durch eine negative Vorspannung in die untere Krümmung der Anodenstromkennlinie. Eine positiv gerichtete Meßspannung am Gitter läßt den Anodenstrom ansteigen. Der Stromanstieg gibt ein Maß für die Größe der zu messenden Spannung. Im Gitterkreis tritt kein Richtstrom auf, er kann also die Meßquelle nicht belasten. Auch bei kurzen Wellen ist der Eingangswiderstand sehr hochohmig.

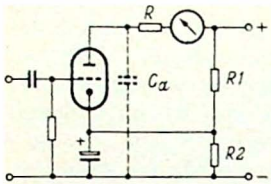


Bild 3.02 Einfaches Richtverstärkervoltmeter, durch den Spannungsabfall am Widerstand R 2 wird dem Gitter der Röhre eine negative Vorspannung erteilt, so daß die Röhre im unteren Kennlinienknick arbeitet. Der Anodenstrom ist gering, er steigt beim Auftreffen eines positiven Meßsignals am Gitter an

Mit dem Richtverstärker lassen sich Effektivwerte messen. Dazu legt man den Arbeitspunkt so in die Kennlinienkrümmung und hält die Meßspannung so gering, daß nur der quadratische Teil der Kennlinie ausgesteuert wird. Der Anodenruhestrom muß durch eine Brückenschaltung kompensiert werden, wenn das Anzeigeinstrument ohne Signal auf Null stehen soll.

Spannt man das Gitter soweit vor, daß nur die positiven Halbwellen der Gitterspannung einen Anodenstrom erzeugen, und schließt man die Anode durch einen Kondensator C_a für Wechselspannungen kurz, dann ergibt sich eine Scheitelwertanzeige. Legt man jedoch in die Anodenzuleitung einen unverblockten Widerstand R, dann arbeitet der Richtverstärker als Mittelwertmesser. Für diesen Widerstand gelten die gleichen Formeln wie für die obere Frequenzgrenze eines Widerstandsverstärkers. Von einer bestimmten Grenzfrequenz ab ist die Anodenkapazität nicht mehr zu vernachlässigen. Sie ladet sich dann auf den Scheitelwert der Anodenspannungsstöße auf, die Anzeige ist dann ein Maß für die Spitzenwerte. Das Richtverstärkervoltmeter arbeitet daher nur für Tonfrequenzen als Effektivwert- bzw. Mittelwertanzeiger. Bei Hochfrequenz werden stets die Scheitelwerte gemessen.

Literatur

Engbert: Röhrenvoltmeter in Anodengleichrichter-Schaltung. ATM Blatt J 8335-2 (Oktober 1938).

3.03 Reflexröhrenvoltmeter

Eine Abart des Richtverstärkers ist in **Bild 3.03** dargestellt. Die Triode arbeitet mit großem Katodenwiderstand R_k und einer zusätzlichen festen Gittervorspannung. Sie wird durch den Spannungsteiler R 1/R 2 erzeugt. Mit der festen Vorspannung legt man den Arbeitspunkt bis in den unteren Knick der U_g/I_a-Kenn-

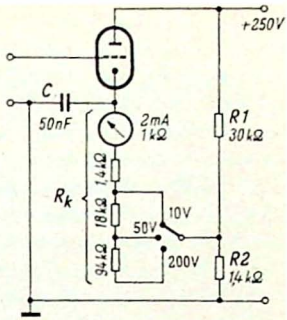


Bild 3.03 Gegengekoppeltes Röhrenvoltmeter, auch hierbei handelt es sich im Prinzip um einen Richtverstärker

linie. Positiv gerichtete Meßspannungen am Gitter lassen den Anodenstrom ansteigen. Der hohe Katodenwiderstand R_k gibt nach heutiger Auffassung der Schaltung den Charakter eines Katodenverstärkers (Katodenfolger). Am Katodenwiderstand fällt dabei eine Spannung ab, die nur wenig kleiner ist als der Scheitelwert der Steuerspannung am Gitter. Mit einem normalen Gleichspannungsvoltmeter parallel zum Katodenwiderstand könnte man daher unmittelbar den Scheitelwert von Wechselspannungen sowie von positiv gerichteten Gleichspannungen messen. In der Praxis verwendet man anstelle eines Gleichspannungsvoltmeters ein Milliamperemeter in der Katodenleitung und eicht es in Spannungswerten.

Diese Prinzipschaltung wurde früher unter den verschiedensten Namen, wie *Reflexröhrenvoltmeter* oder *gegengekoppeltes Röhrenvoltmeter*, ausführlich durchgearbeitet und beschrieben. Einer ihrer Vorteile besteht darin, daß hohe Katodenwiderstände Meßspannungen bis zu 80 % der Anodenspannung verarbeiten. Ein Richtverstärker dieser Art mit 250 V Anodenspannung kann also bis zu Scheitelwerten von 200 V am Gitter verzerrungsfrei ausgesteuert werden. Durch geeignet abgestufte Katodenwiderstände lassen sich mehrere Meßbereiche erzielen. Die starke Gegenkopplung des Katodenfolgers bewirkt eine gute Linearität zwischen Eingangsspannung und Katodenstrom. Das bedeutet eine sehr gleichmäßige Skalenteilung. Auch diese Art von Röhrenvoltmetern wird heute nur noch in Einzelfällen angewendet, industriemäßige Ausführungen sind nicht mehr bekannt.

Legt man bei einem Richtverstärker den Arbeitspunkt sehr weit in das Gebiet negativer Gittervorspannungen (C-Betrieb), dann werden nur Spannungen angezeigt, die diese Potentialschwelle übersteigen. Die Anordnung wirkt als Spannungszeiger mit unterdrücktem Nullpunkt. Dies ist von Vorteil, wenn geringe Spannungsunterschiede sichtbar gemacht werden sollen, z. B. bei der serienmäßigen Prüfung von Hochfrequenzspulen. Liegen deren Gütewerte beispielsweise zwischen 90 und 100, so zeigt ein linearer Resonanzspannungszeiger diese Unterschiede nur im letzten Zehntel der Skala an. Macht man jedoch die Gittervorspannung so stark negativ, daß erst Gütewerte über 75 einen Ausschlag verursachen, dann wird das Gebiet von 75 bis 100 über die ganze Skala gedehnt und die Unterscheidung sehr erleichtert. Man kann bei derartigen Resonanzanzeigern, z. B. in Gütefaktormessern, auch die negative Vorspannung einstellbar machen. Bei kleiner Vorspannung erscheint dann die Resonanzstelle ziemlich breit und ist leicht aufzufinden, bei größerer Vorspannung bewirkt nur die Kuppe der Resonanzkurve einen Zeigerausschlag, und man kann den Meßkreis sehr genau abstimmen.

Literatur

Limann: Prüffeldmeßtechnik (vergriffen). Franzis-Verlag, München.

Budarow und *Leichter:* Theorie und Berechnung eines Reflexvoltmeters. Nachrichtentechnik 1952, H. 11, S. 326.

Müller-Lübeck: Ein quasistatisches Vielfach-Meßgerät für Gleich- und Wechselspannungsmessung. ATM Blatt J 8335-8 (Mai 1955).

4 Elektronische Gleichspannungsvoltmeter

4.01 Elektrometerschaltung

Das einfachste Gleichspannungsröhrenvoltmeter besteht nach **Bild 4.01** aus einer Röhre mit guter Gitterisolation, niedrigem Gitterstrom und hohem Gitterableitwiderstand. Der Arbeitspunkt wird durch eine feste Vorspannung auf die Mitte der Kennlinie eingestellt. Der Meßbereich des Anodenstrommessers wird so gewählt, daß beim Ruhestrom der Zeiger in Skalenmitte

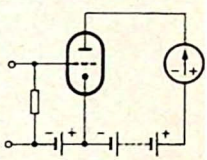


Bild 4.01 Prinzip der Elektrometerschaltung

steht. Legt man Gleichspannungen an die Eingangsklemmen, so schlägt der Zeiger bei positiver Polung am Gitter nach rechts, bei negativer nach links aus. Die Skala läßt sich unmittelbar in Spannungen eichen. Die Steilheit der Röhre gibt ein Maß für den Stromausschlag. Bei $S = 5$ mA/V beträgt die Stromänderung 5 mA je Volt Gleichspannung an den Eingangsklemmen. Dies sind Werte, die sich gut am Strommesser ablesen lassen.

Bei einem Gitterwiderstand von 100 MΩ und einem Meßbereich von etwa ± 2 V ergäbe sich ein Eigenwiderstand von 50 MΩ/V, ein Wert, der sonst mit keinem normalen Meßgerät zu erreichen wäre. Ein zusätzlicher ohmscher Widerstand im Anodenkreis linearisiert die Kennlinie und macht die Skalenteilung gleichmäßiger. Er erfordert jedoch einen empfindlicheren Strommesser.

Bei dieser Schaltung beeinflussen Schwankungen der Betriebsspannung und Röhrenalterung die Eichung. Ferner steht nur die halbe Skalenlänge für den Meßbereich zur Verfügung. Allerdings bedeutet das Messen positiver und negativer Spannungen ohne umzuschalten einen gewissen Vorteil. Werden nur positiv ge-

richtete Spannungen gemessen, dann kann man eine größere negative Gittervorspannung wählen und den Nullpunkt nach links verlegen.

Schaltungen nach Bild 4.01 werden kaum noch als Röhrenvoltmeter, dagegen sehr oft in der physikalischen Meßtechnik zum Messen extrem kleiner Ströme angewendet. Hierfür gibt es besondere Elektrometerröhren, z. B. die direkt geheizten Trioden T 113 und T 114 von Telefunken. Ihre Gitterströme sind kleiner als $6 \cdot 10^{-13}$ A, und das Steuergitter besitzt gegen alle übrigen Elektroden einen sehr hohen Isolationswiderstand (bis zu $10^{14}\ \Omega$). Man kann sie daher mit Gitterableitwiderständen von mehr als 100 MΩ betreiben. Mit einem Spiegelgalvanometer im Anzeigekreis lassen sich dann Gleichströme in der Größenordnung von 10^{-10} A und weniger messen. Bei astrophysikalischen, elektrochemischen und elektrobiologischen Messungen wird anstelle des Meßinstrumentes meist ein Gleichspannungsverstärker mit einem Registriergerät nachgeschaltet.

In der normalen elektronischen Meßtechnik werden Elektrometerröhren nur für Spezialzwecke, z. B. zum Messen der geringen Spannungen von piezoelektrischen Meßwertgebern, benutzt, beispielsweise beim Aufnehmen des Druckverlaufes in Motorzylindern mit Hilfe von Quarzdruckgebern.

Literatur
Specht: Die Elektrometerröhre und ihre Anwendung zur Messung mit piezoelektrischen Gebern. Elektronik 1957, H. 5, S. 142.
de *Gruyter:* Hochohmiges Gleichspannungs-Röhrenvoltmeter für Batteriebetrieb. Elektronik 1959, H. 3, S. 87 und H. 6, S. 200.

4.02 Elektrometer mit Brückenschaltung

Stabiler arbeiten elektronische Voltmeter, wenn der Ruhestrom durch eine symmetrische Brückenschaltung kompensiert wird. In **Bild 4.02** dient dazu eine zweite Röhre EF 95. Sind die Daten beider Röhren gleich, dann wirken Betriebsspannungsänderungen auf beide Zweige gleichmäßig, und die Brücke bleibt sowohl beim Anheizen als auch gegen andere Einflüsse stabil. Sie wird mit dem Potentiometer R 3 so abgeglichen, daß die Katoden gleiches Potential aufweisen und die Brückendiagonale mit dem Meßwerk stromlos ist. Wird an das linke Steuergitter über

den Schutzwiderstand R 1 eine positiv gerichtete Spannung angelegt, so steigt der Anodenstrom der linken Röhre und damit der Spannungsabfall am Widerstand R 2. Die Brücke wird verstimmt. Der vom Meßwerk angezeigte Strom ist ein Maß für die Eingangsspannung. Der Widerstand R 4 dient zum Eichen bzw. Einstellen auf Vollausschlag. Man erzielt 3 V bis 5 V Vollausschlag bei linearer Skalenteilung.

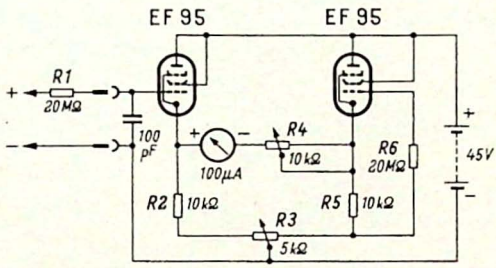


Bild 4.02 Elektrometer mit Rundfunkröhren und Ruhestromkompensation; zwischen den Eingangsklemmen ist kein Gitterableitwiderstand vorhanden

Die Meßröhre arbeitet mit offenem Gitterkreis. Der Eingangswiderstand beträgt mehr als 5000 MΩ. Der 20-MΩ-Vorwiderstand ist in einer Tastspitze untergebracht. Der Kondensator von 100 pF wirkt in Verbindung mit dem 20-MΩ-Widerstand als Filter, um überlagerte Wechselspannungen vom Gitter fernzuhalten. Ein größerer Kapazitätswert ist nicht zweckmäßig, sonst kriecht der Zeiger beim Ändern der Meßspannung zu langsam auf den neuen Wert. Das Gitter der Meßröhre und dieser 100-pF-Kondensator müssen besonders hochwertig isoliert sein, damit keine Kriechströme von der Anode zum Gitter gelangen und an dem sehr hohen Eingangswiderstand unkontrollierbare Störspannungen erzeugen (vgl. Abschnitt 1.18). Die Anodenspannung ist niedrig. Sie wird aus einer eingebauten Batterie geliefert, um Fehlströme klein zu halten. Zur Röhrenheizung dient ein kleiner Netztransformator. In solchen Fällen ist es zweckmäßig, die Röhren zu unterheizen (vgl. Abschnitt 1.18).

Literatur

Elektrometerschaltung für Spannungsmessungen. Funkschau 1957, H. 14, S. 397.

4.03 Gleichspannungs-Röhrenvoltmeter mit Brückenschaltung

Bei robusten technischen Gleichspannungs-Röhrenvoltmetern wählt man kleinere Werte für die Gitterableitwiderstände. Ferner bildet man den Gitterkreis nach **Bild 4.03** als ohmschen Spannungsteiler für verschiedene Meßbereiche aus. Aus Stabilitätsgründen und zur Ruhestromkompensation werden Röhrensystem und Katodenwiderstand jeweils als Katodenfolgestufe geschal-

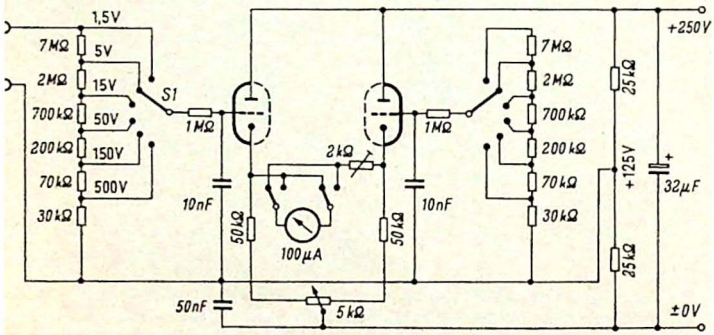


Bild 4.03 Gleichspannungs-Röhrenvoltmeter mit umschaltbarem Spannungsteiler für den Gitterkreis der Kompensationsröhre

tet. Das Instrument liegt zwischen den Katoden. Die hohen Katodenwiderstände erfordern nach Bild 1.19.4 eine zusätzliche positive Vorspannung für die Gitter. Sie wird hier in Höhe von + 125 V an einem Spannungsteiler über der Anodengleichspannung abgegriffen. Um auch Unsymmetrien durch verschieden große Gitterströme auszuschließen, liegt am Gitter der Kompensationsröhre ein zweiter, gleich ausgebildeter Spannungsteiler wie bei der Meßröhre. In beiden Gitterkreisen befindet sich also bei jeder Schalterstellung der gleiche Widerstandswert. Dadurch bleibt der Nullpunkt stets konstant.

Das RC-Filter am Gitter des Meßröhrensystems (1 MΩ und 10 nF) riegelt überlagerte Wechselspannungen ab. Es verhindert dadurch Übersteuerungen und Fehlmessungen durch überlagerte Wechselspannungen sowie das Zittern des Zeigers bei niedrigen Störfrequenzen am Eingang. Der Kondensator muß beste Isolation haben (Sikatrop), damit keine schädlichen Nebenschlüsse in den hochohmigen Spannungsteilerstellungen auftreten.

Die Brücke wird mit dem 5-kΩ-Potentiometer abgeglichen. Ein Polwender am Instrument gestattet die Messung positiv und negativ gerichteter Spannungen. Mit dem veränderlichen Vorwiderstand am Instrument wird im empfindlichsten Bereich die Eichung eingestellt. Die Schaltung arbeitet so gleichmäßig, daß die vorgedruckte Teilung eines Milliamperemeters ohne weiteres verwendet werden kann. Die Eichung ist konstant und das Gerät überlastungssicher, weil sich der Anodenstrom höchstens um einige Milliampere ändert, selbst wenn versehentlich 500 V im empfindlichsten Bereich angelegt werden.

Literatur

Limann: Ein Gleichspannungs-Röhrenvoltmeter, Funktechnik 1949, H. 9, S. 266.
Benker: Einfaches Gleichstrom-Röhrenvoltmeter mit 100 MΩ Eingangswiderstand, Funktechnik 1964, H. 17, S. 621.

4.04 Doppelbrücke mit sehr hochohmigem Eingangswiderstand

Um ein Gleichspannungsvoltmeter mit sehr hohem Eingangswiderstand, also großem Gitterableitwiderstand, bei sehr stabilem Nullpunkt zu bekommen, muß man den Gitterstrom extrem herunterdrücken. Dazu ist wie bei einer Elektrometerschaltung eine sehr kleine Anodenspannung zu wählen, und die Röhre ist zu unterheizen. Außerdem soll der Katodenwiderstand sehr groß sein.

Werden alle diese Bedingungen erfüllt, dann sind jedoch die Anodenströme so gering, daß sie kein Instrument mehr betreiben können. In der Schaltung **Bild 4.04** wird deshalb die beim Messen zwischen den Katoden der beiden oberen Trioden auftretende Spannungsdifferenz den Gittern einer weiteren Röhrenbrücke zugeführt. Diese kann wesentlich robuster ausgelegt werden (U_a = +170 V, U_H = 6 V, R_k = 45 kΩ). Sie liefert dann genügend Leistung, um ein Instrument mit 300 µA Vollausschlag auszusteuern. — Diese Doppelbrücke ist Teil eines Universal-Röhrenvoltmeters Typ RV 6, das die Firma Loewe Opta für den eigenen Gebrauch entwickelt hat. Der hohe Eingangswiderstand von 40 MΩ ist im Original als Spannungsteiler für Meßbereiche von 1 V bis 1000 V Vollausschlag ausgebildet. Ähnliche Doppelbrücken finden sich in Röhrenvoltmetern ausländischer Hersteller.

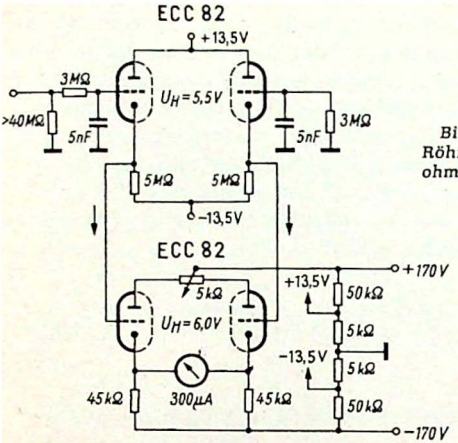


Bild 4.04 Gleichspannungs-Röhrenvoltmeter mit sehr hochohmigem Eingang und Doppelbrücke

4.05 Dreifachbrücke mit gemischter Bestückung

Ebenfalls um die Stabilität und den Eingangswiderstand zu erhöhen, wurde in den USA eine bemerkenswerte Schaltung, **Bild 4.05,** mit gemischter Bestückung entwickelt. Dargestellt ist der Anzeigeteil des elektronischen Voltmeters Typ 1806-A der Firma General Radio Company.

Jeder der beiden Zweige der Gleichspannungsbrücke besteht aus zwei Katodenverstärkern und einem Transistor in Basisschaltung. Die Röhre 1 wird in der üblichen Weise als Katodenfolgestufe betrieben. Der folgende Transistor bewirkt den hohen Eingangswiderstand. Das System Rö 1 arbeitet dadurch gewis-

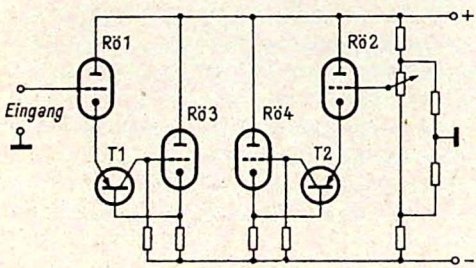


Bild 4.05 Dreifachbrücke mit einer Transistorstufe, um die Stabilität der Eingangsstufe zu erhöhen

sermaßen mit einem sehr hohen Katodenwiderstand. Dadurch ist die Verstärkung praktisch stets genau gleich 1, und Röhrenalterungen haben keinen Einfluß auf die Spannungsverstärkung.

Die Ausgangsspannung des Transistors 1 steuert den Gitterkreis der Röhre 3. Ihr Katodenwiderstand bildet gleichzeitig über die Emitterbasisstrecke des Transistors den Katodenwiderstand der Röhre Rö 1. Dieser gemeinsame Katodenwiderstand bewirkt eine sehr hohe Stromgegenkopplung bzw. einen sehr niedrigen Innenwiderstand von weniger als 1 Ω. Das bedeutet eine große Unabhängigkeit von Röhrenalterung und Spannungsschwankungen. Die Herstellerfirma sagt, daß bei diesem Gerät innerhalb von zwei Jahren die Gleichspannungsmeßbereiche nicht nachgeeicht werden müssen. Wahrscheinlich hält die Eichung sogar noch länger vor, falls nicht eine Röhre oder ein Transistor vollständig versagt.

Literatur

Faran: Higher Accuracy, higher Frequencies with new Electronic Voltmeter. The General Radio Experimenter, Band 37, H. 7, Juli 1963, S. 1.

4.06 Differenzverstärker

Bei den bisher besprochenen elektronischen Voltmetern liegt aus schaltungstechnischen Gründen meist ein Pol auf Erdpotential. Oft sind jedoch Spannungen zu messen, bei denen beide

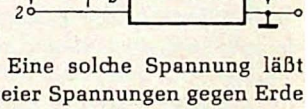


Bild 4.06.1 Prinzip des Differenzverstärkers; beide Eingangsklemmen führen Spannung gegen Masse

Pole Potential gegen Erde führen. Eine solche Spannung läßt sich nach **Bild 4.06.1** als Differenz zweier Spannungen gegen Erde darstellen. Um sie zu messen, benutzt man Differenzspannungsverstärker. Das sind im Prinzip zwei gegenläufig arbeitende Gleichspannungsvoltmeter, also eine Gegentaktstufe. In Bild 4.06.1 stellen U_1 und U_2 die beiden gegen Erde gerichteten Spannungen dar. U_{12} ist die Differenzspannung.

$$U_{12} = U_1 - U_2$$

Beispiel: Es ist eine Spannung zu messen, deren einer Pol ein Potential $U_1 = +17$ V gegen Erde führt, während der andere

auf $U_2 = -13$ V gegen Erde liegt. Dann beträgt die Differenzspannung

$$U_{12} = +17 - (-13) = 30 \text{ V}$$

Ein Differenzverstärker darf dagegen keine Spannungen anzeigen, die im Gleichtakt, also mit gleicher Phase und Amplitude, auf beide Eingangsklemmen gelangen. Beide Röhren werden dann zwar ausgesteuert, die Wirkungen im Anodenkreis heben sich jedoch auf. Um die Schaltung gut zu symmetrieren, bildet man zweckmäßig die beiden Röhrenvoltmeter nicht als in sich selbständige Katodenfolger aus wie in Bild 4.03, sondern arbeitet nach **Bild 4.06.2** mit einem gemeinsamen Katodenwiderstand R_k.

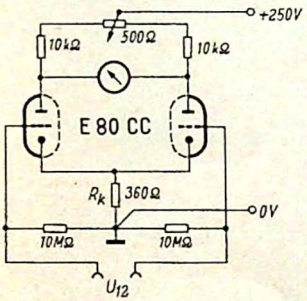


Bild 4.06.2 Differenzverstärker mit gemeinsamem Katodenwiderstand

Das Anzeigeinstrument wird in diesem Fall zwischen den beiden Anoden angeordnet. Man kann die Anordnung auch so auffassen, als wenn man bei einer Brückenschaltung, wie sie in den vorigen Abschnitten beschrieben wurde, das Gitter des Kompensationsröhrensystems ebenfalls als Meßspannungsklemme herausführt.

Differenzverstärker bzw. Röhrenvoltmeter dieser Art werden beispielsweise für Meßautomaten in Prüffeldern angewendet. Man kann damit ohne Rücksicht auf das Erdpotential Spannungsabfälle zwischen beliebigen Punkten eines zu prüfenden Chassis richtig messen. Meist fügt man anstelle des Instrumentenzweiges eine zweite, ähnlich aufgebaute Stufe an. Sie kann als symmetrischer Katodenfolger ausgebildet sein, um ausreichende Leistung für ein Registriergerät oder Relaisanordnungen für Toleranzanzeigen mit Leuchtfeldern und Lochkarten zu liefern. Differenz-

verstärker dienen auch zum Verstärken von Wechselspannungen, z. B. als Eingangsstufen von Oszillografen. Als Nullanzeiger in Wechselstrommeßbrücken erlaubt ein Differenzverstärker eine einfache Spannungszuführung und günstige kapazitätsarme Schirmungen.

Literatur

Gass: Verwendung und Schaltungstechnik von Differenzverstärkern. Elektronik 1959, H. 11, S. 349.

Bild 4.07 Prinzip des Transistorvoltmeters

Analog zur Elektrometerschaltung nach Ziffer 4.01 läßt sich nach **Bild 4.07** ein Transistor-Mikroamperemeter bzw. -Voltmeter aufbauen. Basisströme von wenigen Mikroampere lösen bereits

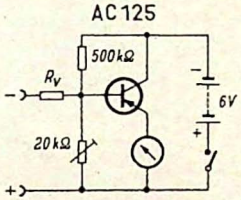


Bild 4.07 Einfaches Transistor-Gleichspannungsvoltmeter

Emitterströme von 1 bis 2 mA aus. Bei Benutzung als Voltmeter werden die Meßbereiche durch verschieden große Vorwiderstände R_V erzielt. Ein Spannungsteiler wie bei Röhrenvoltmetern ist nicht üblich. Ein kleiner Anfangsausschlag am Instrument ist bei dieser Schaltung nicht zu vermeiden. Selbst bei offenem Gitter fließt bereits ein geringer Emitterstrom. Mit dem Widerstand zwischen Basis und Bezugsleitung lassen sich Anfangsausschlag und Linearität der Anzeige beeinflussen. Die Schaltung arbeitet als Emitterfolger. Der Arbeitswiderstand (das Anzeigeinstrument) liegt in der Emitterleitung. Der Emitterfolger ergibt besonders hohe Eingangswiderstände. Mit derartigen Schaltungen lassen sich daher leicht Werte von mehr als 10 kΩ/V erzielen. Der Batteriebetrieb hat den Vorteil, daß sich die Schaltung vollständig erdfrei aufbauen läßt. Kriechströme treten kaum störend in Erscheinung.

Zu beachten ist die Verlustleistungsgrenze der Transistoren. Zu hohe negative Spannungen an der Basis bzw. zu hohe Basisströme tasten den Transistor zu sehr auf. Kollektorstrom und

Verlustwärme steigen stark an, so daß der Transistor zerstört wird. Hinderlich ist ferner die starke Temperaturabhängigkeit der Transistordaten. Die Anzeige ändert sich mit der Raumtemperatur.

Literatur

Brandt: Die Kollektorgrundschaltung. Funkschau 1963, H. 22, S. 616.

4.08 Transistorvoltmeter mit Ruhestromkompensation

Der Anfangsausschlag eines Transistorvoltmeters läßt sich ähnlich wie beim Röhrenvoltmeter durch eine Hilfsspannung oder eine Brückenschaltung kompensieren. **Bild 4.08** arbeitet mit einer Hilfsspannung in Form einer zweiten Trockenbatteriezelle U_{B2}. Sie schickt über das Instrument einen Strom, der entgegengesetzt zum Kollektorstrom gerichtet ist. Der veränderliche 100-kΩ-Widerstand dient zum Einstellen des elektrischen Nullpunktes. Mit dem Nebenschluß parallel zum Meßwerk läßt sich der Vollausschlag für einen Meßbereich eintrimmen. Mit einem

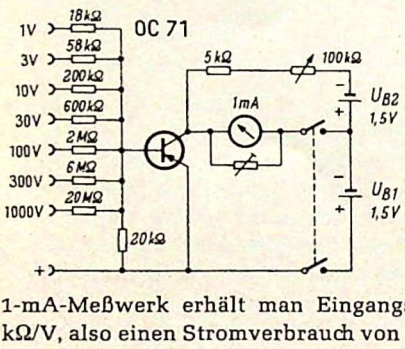


Bild 4.08 Transistorvoltmeter mit Ruhestromkompensation durch eine Zusatzbatterie

1-mA-Meßwerk erhält man Eingangswiderstände von etwa 20 kΩ/V, also einen Stromverbrauch von nur

$$I = \frac{U}{R} = \frac{1}{20 \cdot 10^3} = 0{,}05 \cdot 10^{-3}\ \text{A} = 50\ \mu\text{A}$$ für Vollausschlag.

Das bedeutet, daß der Transistor das robuste Milliamperemeter in ein empfindliches Mikroamperemeter verwandelt. – Für den praktischen Aufbau sind zwei gekuppelte Schalter vorzusehen, um beide Batterien auszuschalten.

Literatur

Själv: Universalinstrument med transistor. Radio och Television 1956, H. 2, S. 32.

4.09 Transistorvoltmeter mit Brückenschaltung

Bei der Brückenschaltung nach **Bild 4.09** wirkt nur der geringe Spannungsunterschied in der Brückendiagonale. Man benötigt ein Meßwerk mit höherer Empfindlichkeit (100 µA Vollausschlag), jedoch ist die Brückenschaltung unempfindlicher gegen Absinken der Batteriespannung. Trotzdem ist der Nullpunkt vor jeder Messung zu überprüfen, weil die Abhängigkeit der Transistorströme von der Raumtemperatur bestehen bleibt. Der Eigenwiderstand ist ungewöhnlich hoch und beträgt

$$1\,000\,000\ \Omega : 5\ \mathrm{V} = 200\ \mathrm{k\Omega/V}.$$

Literatur

Das Transistor-Voltmeter. Österreichische Radioschau 1956, H. 1, S. 27.

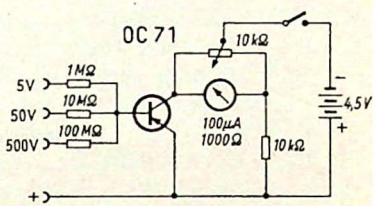


Bild 4.09 Transistorvoltmeter mit Ruhestromkompensation durch einen ohmschen Brückenzweig

4.10 Transistorgalvanometer

Noch günstiger ist eine Brücken- bzw. Kompensationsschaltung mit einem zweiten Transistor gleichen Typs. Sie läßt sich vollkommen symmetrisch aufbauen und beseitigt die Auswirkungen von Temperatur- und Speisespannungsschwankungen. Zweckmäßig werden die Transistoren auf einem gemeinsamen Kühlblech angeordnet, damit sich Änderungen der Raumtemperatur bei beiden im gleichen Sinne auswirken und die Brücke im Gleichgewicht bleibt. Nach **Bild 4.10.1** bilden die Transistoren T 1 und T 2 die beiden elektronischen Brückenwiderstände. Die Widerstände R 1 und R 2 stellen die ohmschen Brückenzweige und zugleich die Kollektorwiderstände der beiden Transistoren dar. Legt man eine Gleichspannung an die Eingangsklemmen, so wird die Basis des einen Transistors positiver und die des anderen negativer. Der Kollektorstrom des ersten Transistors sinkt also, und der des anderen steigt. Die Brücke kommt aus dem Gleichgewicht, und das Instrument schlägt aus.

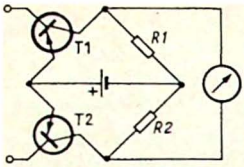


Bild 4.10.1 Prinzip der Brückenanordnung bei einem Transistor-galvanometer

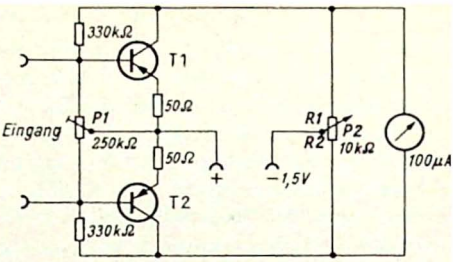


Bild 4.10.2 Einfacher Galvanometerverstärker mit zwei Transistoren 2 N 107

Die Anordnung läßt sich zusammen mit einer Trockenbatteriezelle sehr gedrängt aufbauen und unmittelbar an die Rückseite eines Schalttafelinstrumentes montieren. **Bild 4.10.2** zeigt die vollständige Schaltung. Die beste Temperaturkonstanz und Nullpunktstabilität wird erzielt, wenn sowohl die Kollektorkreise als auch die Basiskreise symmetriert werden. Dazu dienen die Potentiometer P 1 und P 2. Die beiden Teilabschnitte des Potentiometers P 2 entsprechen den Brückenwiderständen R 1 und R 2 aus Bild 4.10.1. Um die Kollektorkreise abzugleichen, werden – bei normaler Raumtemperatur – die beiden Basisanschlüsse miteinander verbunden. Sie liegen dadurch auf gleichem Potential, und das Potentiometer P 1 reagiert nicht mehr. Die Brücke wird nun mit dem Potentiometer P 2 abgeglichen, bis das Mikroamperemeter stromlos ist, also der Zeiger auf Null steht.

Dann wird die Basisverbindung entfernt und die Brücke erneut, diesmal mit dem Potentiometer P 1, abgeglichen. Dadurch werden auch die Basiskreise symmetriert. Die beiden Abgleichvorgänge sind wechselweise zu wiederholen, bis einwandfrei bei offenen und bei miteinander verbundenen Basisleitungen der Nullpunkt am Instrument konstant bleibt. Temperaturänderungen und Betriebsspannungsänderungen wirken dann annähernd im gleichen Sinn auf beide Transistoren, und die Brücke bleibt im Gleichgewicht; der Nullpunkt ändert sich nicht. Ferner haben beliebig große Widerstände zum Einstellen der Meßbereiche im Basiskreis keinen Einfluß auf den Nullpunkt, denn wenn bei offenen und kurzgeschlossenen Meßklemmen, also bei $R = 0$ und $R = \infty$, der Nullpunkt steht, muß er auch bei Zwischenwerten

konstant bleiben. Im Betrieb werden etwaige Nullpunktwanderungen nur mit dem Potentiometer P 2 korrigiert.

Literatur

Krambach: Ein Transistor-Galvanometerverstärker. Funkschau 1959, H. 17, S. 410.

Limann: Gleichstromverstärker in Gegentaktschaltung. Funkschau 1961, H. 7, S. 159.

4.11 Funkschau-Transistorvoltmeter M 584

In dieser Schaltung **Bild 4.11** liegen Festwiderstände in Reihe mit den Potentiometern P 1 und P 2. Sie engen den Stellbereich ein, damit sich die Brücke feiner abgleichen läßt. Für solche Schaltungen soll man stets Transistoren mit gleichen Eigen-

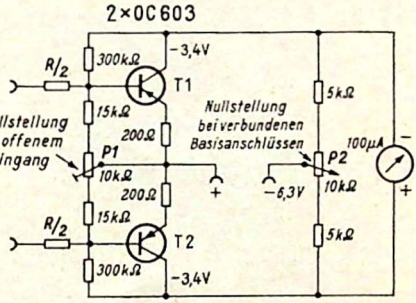


Bild 4.11 Gegentakt-Anzeigeschaltung des Funkschau-Transistorvoltmeters

schaften, also ein Transistorpärchen, verwenden. Basis- und Kollektorkreise der beiden Transistoren sollen sich von vornherein symmetrisch verhalten, damit sich Temperatur- und Versorgungsschwankungen kompensieren. Die Brücke wird genau so abgeglichen, wie für das vorige Bild beschrieben.

Bei Verwendung als Transistorvoltmeter unterteilt man die Vorwiderstände zum Festlegen der Meßbereiche zweckmäßig in etwa gleiche Teilwiderstände $R/2$. In der dargestellten Schaltung ergaben sich für die beiden empfindlichsten Bereiche folgende Werte:

Spannungsbereich	R kΩ	R_v kΩ/V	Eingangsstrom
0,3 V_	38	127	≈ 6 µA
3,0 V_	500	167	≈ 6 µA

Diese hohen Eingangswiderstände bzw. der sehr niedrige Wert des Eingangsstromes (6 µA für Vollausschlag) zeigen die Vorteile einer solchen elektronischen Anordnung. Derartige Werte lassen sich mit normalen Drehspul-Vielfachinstrumenten nicht erzielen.

Literatur

Limann: Transistorvoltmeter M 584. Funkschau 1958, H. 24, S. 573.

4.12 Anzeigegerät für 1 Volt

Die Verwandtschaft der Schaltung **Bild 4.12** zu den beiden vorhergehenden ist leicht zu erkennen. Dieses Anzeigegerät gehört zu einer Bausteinserie elektronischer Meßgeräte für Druck- und

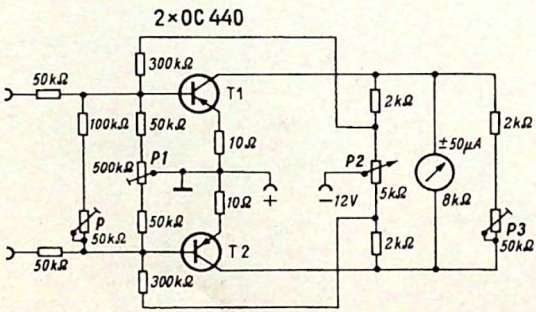


Bild 4.12 1-V-Anzeigegerät der Firma PEK-Electronic

Dehnungsmessungen, die auf einen gemeinsamen Ausgangspegel von 1 V zugeschnitten sind. Verwendet werden zwei Siliziumtransistoren Typ OC 440 (Intermetall). Sie sind wegen ihrer geringen Restströme weniger temperaturabhängig als Germaniumtransistoren. Der Nullpunkt bleibt daher besser konstant.

Der Zeiger des Meßwerkes befindet sich in Ruhe in Skalenmitte. Damit ergibt sich ein Meßbereich von ± 0,5 V. Mit dem zehngängigen Wendelpotentiometer P 2 kann jedoch der Nullpunkt elektrisch auf jede beliebige Stelle der Anzeigenskala geschoben werden. Somit können z. B. auch Meßbereiche von + 1 V oder − 1 V Vollausschlag erzielt werden.

Das Potentiometer P bringt den Eingangswiderstand der Schaltung auf genau 100 kΩ/V. Mit dem Potentiometer P 1 werden,

wie vorher beschrieben, die Basiskreise auf Symmetrie abgeglichen. Potentiometer P 3 dient dazu, um genau 1 V Vollausschlag einzujustieren. P, P 1 und P 3 werden im Werk einmalig eingestellt, nur der Stellwiderstand P 2 ist von außen zu bedienen. Das Gerät ist für Netzanschluß gebaut. Die Versorgungsspannung wird mit zwei Zenerdioden auf 12 V stabilisiert. Der Netzteil ist hier zur Vereinfachung weggelassen worden. Die Nullpunktkonstanz dieses Gerätes ist besser als 1 % innerhalb acht Stunden bei Netzspannungsschwankungen von ± 10 %.

Literatur

Elektronisches Voltmeter. Elektronik 1962, H. 7, S. 196.

4.13 Transistor-Gleichspannungsvoltmeter der Industrie

Der Transistor-Gleichstromvielfachmesser der AEG **Bild 4.13.1** hat die gleichen Abmessungen wie die Universalmeßgeräte dieser Firma. Die Meßbereiche erstrecken sich von 60 mV bis 600 V

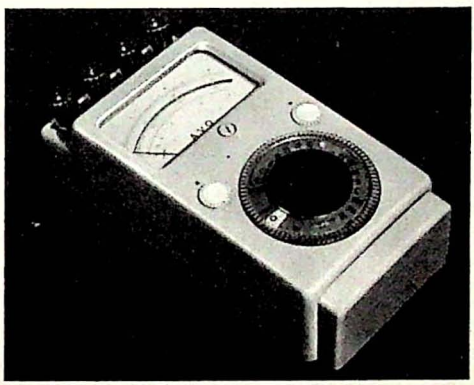


Bild 4.13.1 Der Transistor-Gleichstromvielfachmesser der AEG unterscheidet sich äußerlich nicht von den bisherigen Vielfachmessern ohne Verstärkung

Vollausschlag bei einem Eingangswiderstand von 1 MΩ/V. Außerdem lassen sich Ströme von 1,5 µA bis 6 A Vollausschlag messen und Widerstände bis 50 MΩ kontrollieren. **Bild 4.13.2** zeigt die Prinzipschaltung. Die beiden Transistoren arbeiten in Emitterschaltung. Zum erstmaligen Abgleichen wird bei kurzgeschlos-

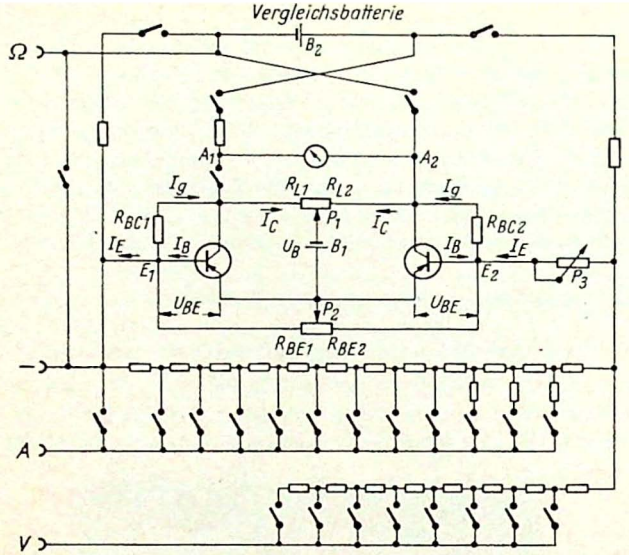


Bild 4.13.2 Prinzipschaltung des AEG-Transistor-Gleichstromvielfachmessers

senem Eingang mit dem Potentiometer P_1 auf Null abgeglichen, so daß das Instrument stromlos ist. Dadurch werden die Kollektorkreise symmetriert. Dann wird mit dem Potentiometer P_2 bei offenen Meßklemmen der Nullpunkt korrigiert. Dies symmetriert die Basisemitterpotentiale. Im Betrieb braucht nur gelegentlich der Nullpunkt mit dem Potentiometer P_1 nachgestellt zu werden. Arbeitspunkt und Gegenkopplung sind so ausgelegt, daß der Verstärkungsgrad weitgehend von der Umgebungstemperatur und von der Batteriespannung unabhängig ist. Zur Kontrolle sind jedoch eine Vergleichsbatterie U_{B2} und das Potentiometer P_3 vorgesehen. Mit dem Meßwerk und einem hohen Vorwiderstand wird die Spannung U_{B2} direkt gemessen. Dann wird auf das Transistorvoltmeter zurückgeschaltet und mit dem Potentiometer P_3 im gleichen Meßbereich auf gleichen Ausschlag abgeglichen.

Die Batterie U_{B2} und das Potentiometer P_3 dienen außerdem in der üblichen Weise für Widerstandsmessungen. Der Strom-

verbrauch der Hauptbatterie U_{B1} ist so gering, daß sie ständig eingeschaltet bleiben kann und erst nach einigen Monaten erneuert zu werden braucht. Sie kann dann gegen die Batterie U_{B2} ausgetauscht werden, weil diese noch weniger belastet wird. Beide Batterien versehen dann nochmals für einige Monate ihren Dienst.

Ein ähnliches Transistorvoltmeter wird von Gossen geliefert.

Literatur
Eckhardt: Ein Gleichstrom-Vielfachmesser mit Transistorverstärkung. Elektronik 1962, H. 5, S. 149.
Oberle: Vielfachinstrument hoher Empfindlichkeit mit Transistoren. Funkschau 1964, H. 16, S. 435.

4.14 Mehrstufige Transistor-Gleichspannungsvoltmeter

Die bisher besprochenen einstufigen Gleichspannungsvoltmeter sollen hauptsächlich einen niedrigen Stromverbrauch bzw. einen sehr hohen Eingangswiderstand aufweisen. Sie sind dagegen nur weniger für sehr kleine Meßspannungen geeignet. Dafür müssen mehrstufige Gleichspannungsverstärker benutzt werden. Ihre Stufen sind galvanisch zu koppeln, um die Gleichstrommeßwerte zu übertragen. Hierbei ergibt sich eine große Schwierigkeit. Geringste Arbeitspunktverschiebungen in der ersten Stufe beeinflussen, um den Verstärkungsfaktor vergrößert, die Ruheströme aller folgenden Stufen, und das Anzeigeinstrument täuscht eine Meßspannung vor. Besonders schwierig sind *Röhren* direkt zu koppeln, da bei ihnen der große Gleichspannungsunterschied zwischen der Anode der Vorröhre und dem Gitter der Folgeröhre durch verwickelte Kunstschaltungen umgangen werden muß. Direkt gekoppelte Gleichspannungs-Röhrenvoltmeter sind daher praktisch ausgestorben.

Bei Transistoren ist die direkte Kopplung wegen der ohnehin geringeren Betriebsspannungen einfacher. Ferner kann man hier npn- und pnp-Transistoren aufeinander folgen lassen, um die Stromversorgung zu vereinfachen. Die Nullpunktstabilität ist jedoch trotzdem kritisch, weil Halbleiter stark temperaturabhängig sind. Deshalb arbeitet man vorzugsweise mit Gegentaktschaltungen, bei denen sich die Störeinflüsse bei symmetrischem Aufbau ziemlich gut kompensieren.

Die Schaltung **Bild 4.14** ist einfach aufgebaut. Zwei symmetrische Emitterfolger bewirken einen hohen Eingangswiderstand. Darauf folgt eine weitere Transistorstufe in Brückenschaltung. In ihrer Diagonale befindet sich das Anzeigeinstrument. Die Einzelteile sind so bemessen, daß der Nullpunkt ziemlich stabil

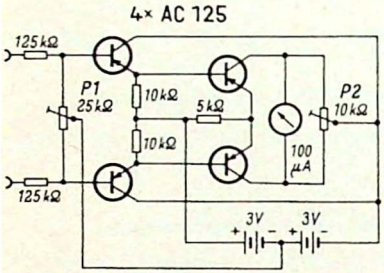


Bild 4.14 Zweistufiges Transistorvoltmeter für kleine Gleichspannungen

bleibt. Allerdings beträgt die Empfindlichkeit für Vollast nur 500 mV bei einem Eingangswiderstand von etwa 250 kΩ. Durch Verringern der Vorwiderstände in den Eingangszuleitungen auf rund ein Fünftel (25 kΩ) kommt man auf 100 mV Vollausschlag. Zur Stromversorgung dienen zwei 3-V-Batterien. Die eigentliche Betriebsspannung über beide Stufen hinweg beträgt 6 V, jedoch werden die Emitterpotentiale der Eingangstransistoren infolge der hohen Emitterwiderstände stark negativ. Deshalb muß der Basiskreis auf −3 V gelegt werden. Mit dem Potentiometer P 2 wird erstmalig der Nullpunkt bei kurzgeschlossenen Eingangsklemmen einjustiert. Dann wird er bei offenen Eingangsklemmen mit dem Potentiometer P 1 korrigiert. Während des Betriebes ist nur P 2 zum Nachstellen des Nullpunktes zu bedienen.

Literatur

Brandt: Die Kollektorgrundschaltung. Funkschau 1963, H. 22, S. 616.
Kalusche: Halbleiter in analogen und digitalen Meßgeräten. VDE-Fachberichte, 22. Bd. 1962, S. I/29.

4.15 Zweistufiges Gleichspannungsvoltmeter mit 1000facher Verstärkung

Diese Schaltung liefert eine rund 1000fache Verstärkung. Sie arbeitet linear bis zu 10 mV Eingangsspannung, allerdings wird ein Strommesser mit 20 µA Vollausschlag benötigt. Die Kollek-

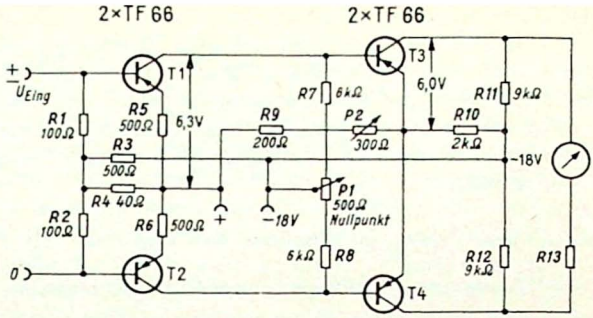


Bild 4.15 Zweistufiges Gleichspannungsvoltmeter hoher Empfindlichkeit

torspannung der Vorstufen steuert die Basisanschlüsse der Endstufen. Die Basisspannungen der Transistoren T 1 und T 2 werden an einem niederohmigen Spannungsteiler R 3/R 4 (500 Ω/40 Ω) abgegriffen. Sein ziemlich hoher Querstrom von etwa 33 mA verhindert, daß Streuungen der Transistordaten die Basisspannungen verschieben. Der Nullpunkt der Anordnung wird nur mit dem 500-Ω-Potentiometer P 1 im Kollektorkreis eingestellt. Es symmetriert zugleich die Basiskreise des zweiten Transistorpaares T 3, T 4. Die Emitterspannungen dieser beiden Transistoren werden an dem Spannungsteiler R 9/P 2/R 10 abgegriffen. Er hebt die Emitterpotentiale wegen der galvanischen Kopplung zur Vorstufe auf das richtige Niveau und ergibt mit dem Zweig R 9 und P 2 eine stabilisierende Gleichstromgegenkopplung. Mit dem Widerstand R 13 wird der gewünschte Vollausschlag von 10 mV festgelegt. Der Eingangswiderstand errechnet sich zu

$$R_E = \frac{0{,}2}{10 \cdot 10^{-3}} = 20 \text{ k}\Omega/\text{V}$$

Um auf höhere Meßbereiche zu erweitern, sind entsprechende Vorwiderstände in die Eingangsleitung zu schalten.

Besonders konstante Verhältnisse ergeben sich bei solchen Meßverstärkern, wenn man die gesamte Anordnung in einen dickwandigen Metallbecher einbaut und mit Paraffin vergießt. Infolge der Wärmeträgheit des Paraffins wirken sich dann mo-

mentane Temperaturänderungen des Raumes überhaupt nicht aus, und langfristige Änderungen werden gleichmäßig auf alle Elemente der Verstärkerschaltung übertragen, so daß sie sich infolge der Gegentaktanordnung kompensieren können. Man erzielt dann mit den eigentlich doch recht temperaturabhängigen Transistoren Genauigkeiten in der Größenordnung klassischer Präzisionsmeßgeräte.

Literatur

Siemens, Halbleiter-Schaltbeispiele. Ausgabe April 1959, S. 70.

4.16 Gleichspannungs-Millivoltmeter mit Siliziumtransistoren

Das Transistorvoltmeter **Bild 4.16.1** hat eine Empfindlichkeit von 10 mV für Vollausschlag bei einem Eingangswiderstand von 1 MΩ/V. Siliziumtransistoren (Valvo BCZ 11) setzen den Temperatureinfluß herab. Der maximale Fehler im Gebiet von +20 °C bis +40 °C Umgebungstemperatur liegt bei nur 1 %. Beide Verstärkerstufen sind als Differenzverstärker ausgeführt. Um die Eingangsstufe möglichst temperaturunabhängig zu machen, wird jeder Transistor mit dem sehr niedrigen Kollektorstrom von nur 50 µA betrieben.

Wie bei den vorhergehenden Schaltungen wird der Leerlauf-Nullpunkt (bei offenen Meßklemmen) durch Symmetrieren des

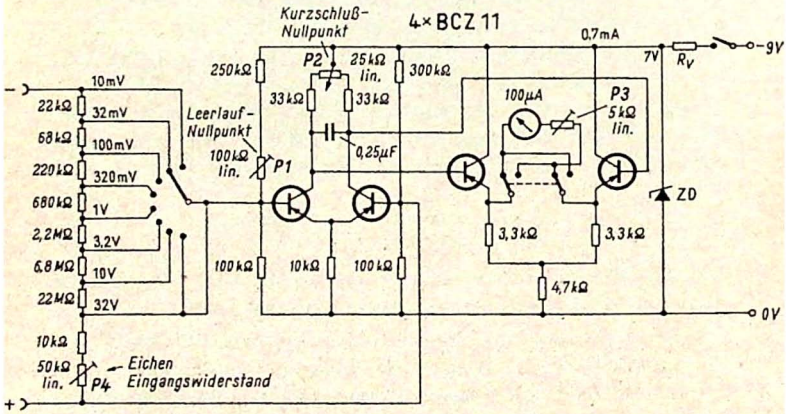


Bild 4.16.1 Stabiles Gleichspannungs-Millivoltmeter mit Siliziumtransistoren

Basiskreises eingestellt. Dazu dient das Potentiometer P 1 im Spannungsteiler für die Basisvorspannung des linken Transistors. Der Widerstandswert dieses Potentiometers ist so bemessen, daß man damit Über- oder Untertoleranzen gegenüber der Basisvorspannung des Transistors T 2 ausgleichen kann (250 ... 350 kΩ bei T 1 gegenüber 300 kΩ bei T 2).

Der Kurzschluß-Nullpunkt wird mit dem Potentiometer P 2 im Kollektorkreis des ersten Transistorpaares eingestellt. Damit wird zugleich auch infolge der direkten Kopplung die zweite Transistorstufe symmetriert. Infolge der starken Gegenkopplung der Emitterschaltung mit dem gemeinsamen Katodenwiderstand von 4,7 kΩ ist sie ohnehin bereits gut symmetriert.

Das Voltmeter besitzt acht Meßbereiche in Stufen von je 10 dB. Zum Eichen wird zuerst eine Eichspannung von 10 mV an die Eingangsklemmen gelegt und mit dem Vorwiderstand P 3 das 100-µA-Instrument auf Vollausschlag eingestellt. Dann muß der Eingangswiderstand der ersten Stufe (von Basis zu Basis) so abgeglichen werden, daß sich bei den vorgesehenen Spannungs-

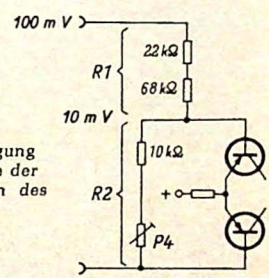


Bild 4.16.2 Berücksichtigung der Eingangswiderstände der Transistoren beim Eichen des Spannungsteilers

teilerwiderständen das richtige Teilerverhältnis ergibt. Dazu stellt man z. B. am Spannungsteiler den Meßbereich 100 mV ein und legt eine Eichspannung gleicher Größe an die Klemmen. Dann ergibt sich ein Spannungsteiler nach **Bild 4.16.2.** Der Widerstand R 1 hat 22 + 68 = 90 kΩ. Der Fußpunktwiderstand R 2 setzt sich zusammen aus dem ohmschen Zweig mit dem Trimmwiderstand P 4 sowie dem parallelliegenden elektronischen Eingangswiderstand der Transistorstufe. Diese Kombination muß einen Wert von 10 kΩ aufweisen, damit der Abgriff von 10 mV

Eingangsspannung stimmt. Mit dem Potentiometer P 4 wird also bei dieser Eichspannung auf Vollausschlag am Instrument abgeglichen. Damit stimmen dann alle übrigen Stellungen des Meßbereichschalters innerhalb der Toleranzen der Widerstandswerte.

Zur Stromversorgung dient eine 9-V-Transistorbatterie. Da die Spannungsverstärkung vom Ruhestrom abhängt, ist die Speisespannung auf 7 V konstant zu halten. Dazu wird hier eine Zener-Diode ZD vorgesehen. Dafür kann ein Typ mit sehr geringer Leistung gewählt werden, denn der Verstärker selbst verbraucht nur 0,7 mA Strom. Der Vorwiderstand R_V ist so bemessen, daß die Zener-Diode im richtigen Bereich arbeitet. Wenn diese Diode und der dadurch bedingte zusätzliche Stromverbrauch eingespart werden soll, dann läßt man sie weg und stellt die Speisespannung mit Hilfe eines veränderlichen Vorwiderstandes R_V jeweils auf 7 V ein. Zur Kontrolle kann man einen Schalter vorsehen, mit dem nur das Mikroamperemeter für sich als Voltmeter mit einem 10-V-Bereich umgeschaltet wird. Bei 7 V wird ein roter Strich als Kontrollmarke angebracht.

Literatur

Valvo, Transistor-Schaltungen. Ausgabe 1963, S. 146.

5 Universalvoltmeter

5.01 Prinzip

Elektronische Universalvoltmeter sind am meisten bekannt und verbreitet. Sie werden vielfach auch als Servicevoltmeter oder als Werkstattvoltmeter bezeichnet. Zurzeit sind sie vorwiegend noch mit Röhren bestückt. Hierfür sind die Ausdrücke Universal-Röhrenvoltmeter bzw. Service-Röhrenvoltmeter üblich. Universalvoltmeter bestehen im Prinzip stets aus einem Gleichspannungsanzeigeteil mit einem vorgeschalteten Meßartenwähler. Je nach seiner Schalterstellung können damit folgende Messungen ausgeführt werden **(Bild 5.01.1):**

Gleichspannungen, + oder − gegen Erde (umschaltbar),
Wechselspannungen mit vorgeschalteten Meßdioden,
Widerstandswerte mit Hilfsbatterie und Vergleichswiderständen,
Dezibelwerte als Spannungsmessung an einer dB-Skala,
Gleichströme über Nebenschlüsse im Gleichspannungsmeßteil,
Wechselströme über Nebenschlüsse im Wechselspannungsmeßteil.

Die ersten drei Meßarten, Gleichspannung, Wechselspannung und Widerstandsmessung, sind fast in jedem dieser Universalvoltmeter vorgesehen. Für Servicezwecke kommt man damit

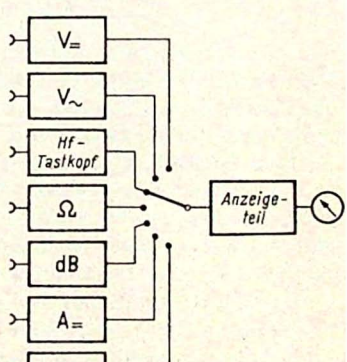


Bild 5.01.1 Elektronisches Universalvoltmeter mit verschiedenen Meßkanälen

stets gut aus. Wird das Universalvoltmeter auch für Entwicklungsarbeiten benötigt, dann ist die Skala für dB-Messungen vorteilhaft. Strommeßbereiche stellen eine willkommene Ergänzung dar, wenn extrem niedrige Ströme (bei Gleichströmen bis herab zu 0,1 µA) ohne großen Aufwand mit Genauigkeiten von vielleicht 2 ... 3 % gemessen werden sollen. Zu beachten ist jedoch, daß für Vollausschlag in den Strombereichen 1,0 ... 1,5 V Spannung verbraucht werden, entsprechend dem Vollausschlag im empfindlichsten Spannungsmeßbereich. Dies kann jedoch beim Messen an Transistorschaltungen mit Batteriespannungen von 6 ... 9 V zuviel sein. Man benutzt dann besser ein getrenntes spezielles Drehspul-Mikroamperemeter mit niedrigem Eigenwiderstand.

Bei Gleichspannungsmessungen kann man den Nullpunkt des Zeigers elektrisch (durch Verstellen der Ruhestromkompensation) in die Mitte der Skala legen. Dies ist sehr nützlich zum Abgleichen von Ratiodetektoren in UKW- und Fernsehempfängern.

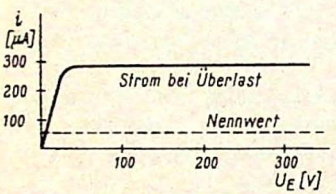


Bild 5.01.2 Überlastungssicherheit eines Universalvoltmeters; das Anzeigeinstrument hat 50 µA Vollausschlag; selbst wenn versehentlich im empfindlichsten Bereich eine Spannung von 300 V angelegt wird, bleibt der Strom unter 300 µA

Einer der weiteren Vorteile elektronischer Universalvoltmeter besteht darin, daß sie im Gegensatz zu klassischen Anzeigeinstrumenten praktisch vollständig überlastungssicher sind. Selbst wenn man versehentlich im empfindlichsten Meßbereich eine tausendfach höhere Spannung anlegt, wird der Strom durch das Anzeigeinstrument durch Übersteuerung der Röhren oder Halbleiter so stark begrenzt und abgekappt, daß das Meßwerk keinen Schaden leidet. Insbesondere ergeben hohe Katoden- bzw. Emitterwiderstände im Anzeigeteil eine Art Sättigungskurve nach **Bild 5.01.2.** Der Strom durch das Instrument kann in diesem Fall selbst bei rauher Überlastung am Eingang niemals höher als 300 µA werden, und das verträgt ein 50-µA-Instrument im allgemeinen kurzfristig.

Literatur
Preisinger: Das Universalröhrenvoltmeter URI. Rohde & Schwarz-Mitteilungen 1952, Nr. 1, S. 15.
Oberle: Vielfachinstrument hoher Empfindlichkeit mit Transistoren. Funkschau 1964, H. 16, S. 435.

5.02 Widerstandsmessungen mit dem Universalvoltmeter

Zum Messen von Widerstandswerten ergänzt man elektronische Universalvoltmeter durch eine Anordnung nach **Bild 5.02.1.** Der zu messende Widerstand X liegt in Reihe mit dem Vergleichswiderstand R an der Spannung U. Der Spannungsabfall u wird mit dem Voltmeter gemessen. Je größer der Wert des unbekannten Widerstandes ist, desto größer ist der Spannungsabfall u daran. Der Zeiger des Voltmeters schlägt bei höheren Ohmwerten nach rechts aus. Dies erleichtert das Ablesen. Die Ohmskala des Instrumentes ergibt sich aus der Beziehung

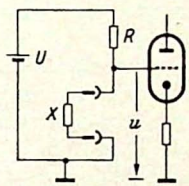


Bild 5.02.1 Prinzip der Widerstandsmessung mit einem Röhrenvoltmeter

$$\frac{u}{U} = \frac{X}{X+R}; \qquad u = U \cdot \frac{X}{X+R} \qquad X = R\,\frac{u}{U-u}$$

Der Eigenwiderstand des elektronischen Voltmeters spielt dabei im allgemeinen keine Rolle, weil er sehr hochohmig ist und die Spannungsverteilung im Meßkreis nicht beeinflußt. Wählt man den Vollausschlag des Voltmeters gleich der Spannung U, dann erhält man eine Skala nach **Bild 5.02.2.** Sie umfaßt mehr als zwei Zehnerpotenzen. Die Eichkontrolle ist dann sehr einfach. Bei offenen Meßklemmen, also $X = \infty$, muß der Zeiger voll ausschlagen. Um absinkende Batteriespannungen auszugleichen, sieht man für Widerstandsmessungen am Instrument einen von außen bedienbaren Empfindlichkeitseinsteller vor. Damit wird bei offenen Meßklemmen der Zeiger auf ∞ einjustiert.

Wie sich beim Nachrechnen der Formeln ergibt, entspricht der Wert X gleich R genau dem halben Skalenausschlag. Bei einem Vergleichswiderstand $R = 10\ \Omega$ liegt also $X = 10\ \Omega$ in der Mitte

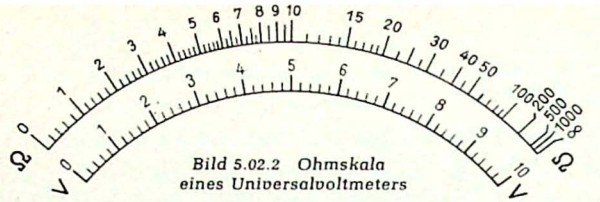


Bild 5.02.2 Ohmskala eines Universalvoltmeters

der Skala (vgl. Bild 5.02.2). Man spricht deshalb bei dieser Art von Ohmmetern von *Skalenmittelwert*. Um mehrere Meßbereiche zu erzielen, werden nach **Bild 5.02.3** mehrere Vergleichswiderstände mit einem Umschalter vorgesehen. Der jeweilige Widerstandswert X ergibt sich dabei durch Multiplizieren des Skalenwertes mit einem Faktor am Bereichsschalter. Die beste Genauigkeit ergibt sich in Bild 5.02.2 etwa zwischen den Werten 3 und 30. Deswegen sieht man bei besseren Universalvoltmetern stets im Verhältnis 1 : 10 gestufte Vergleichswiderstände vor. Man findet dann stets einen Bereich, bei dem der Meßwert X im mittleren Teil der Skala zu liegen kommt.

Will man die Skala dehnen, um feiner ablesen zu können, dann wählt man die Meßspannung größer. Nimmt man sie gleich dem doppelten Vollausschlag des Voltmeters, dann ergibt sich eine Skalenteilung nach **Bild 5.02.4.** Sie läßt sich feiner ablesen, jedoch entfällt die einfache Eichkontrolle.

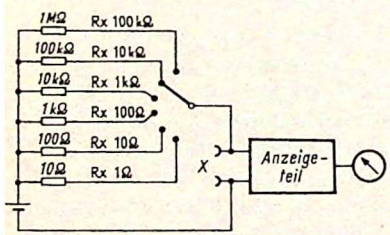


Bild 5.02.3 Schaltung für mehrere Widerstandsmeßbereiche, der Skalenwert R ist mit dem Faktor der jeweiligen Schalterstellung zu multiplizieren

Bild 5.02.4 Gedehnte Widerstandsskala bei größerer Meßspannung

Als Batterie genügt bei diesen Messungen eine einfache Nickelkadmiumzelle oder eine Monozelle. Die Nickelkadmiumzelle kann durch eine kleine Ladevorrichtung ständig aufgeladen werden. Im allgemeinen wird so wenig Strom entnommen, daß eine gute Trockenzelle (Leak-proof) sehr lange vorhält. Beim Messen niedriger Widerstandswerte können jedoch Übergangswiderstände große Meßfehler verursachen. Deshalb werden die Monozellen nicht über Kontaktfedern angeschlossen, sondern fest in die Schaltung eingelötet, obgleich sie ausgewechselt werden müssen. Dieses Einlöten ist daher kein Zeichen von Primitivität oder falscher Sparsamkeit, sondern es ergibt eine größere Zuverlässigkeit beim Messen kleiner Widerstände.

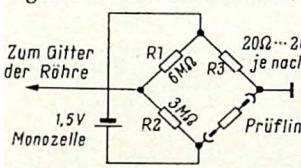


Bild 5.02.5 Prinzip der Widerstandsmeßbrücke

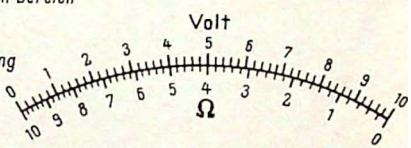


Bild 5.02.6 Die Volt- und Ohmskala

Bild 5.02.5 zeigt einen weiteren Weg, um zu einer gedehnten und fast linearen Widerstandsskala zu kommen. Mit Hilfe der Widerstände R 1 bis R 3 und dem zu messenden Widerstand wird eine Brücke gebildet. Das elektronische Voltmeter mißt die Spannung in der Brückendiagonale. In **Bild 5.02.6** ist die damit erzielte Ohmskala dargestellt. Sie verläuft fast linear. Lediglich bei sehr niedrigen Widerstandswerten ist eine geringfügige Korrektur notwendig, weil dann infolge der stärkeren Belastung die Spannung der Monozelle etwas absinkt. Die 1,5-V-Monozelle kann dauernd angeschlossen bleiben, weil sie durch die Widerstände R 1 und R 2 so minimal belastet wird, daß sie in einem Modellgerät über ein Jahr lang betriebsfähig blieb.

Literatur

5.02.4 *Hafenmayer:* Widerstandsmessung mit dem Röhrenvoltmeter. Funkschau 1954, H. 24, S. 524.

5.02.5 *Schubert:* Röhrenvoltmeter mit Widerstandsmeßbereich. Funkschau 1961, H. 21, S. 558.

Bewährte Schaltungstechnik in neuen japanischen Röhrenvoltmetern. Funkschau 1962, H. 8, S. 196.

5.03 Isolationsmessungen

Bei höheren Widerstandswerten werden die im vorigen Abschnitt beschriebenen Verfahren ungenau, weil dann der parallelliegende Eingangswiderstand R_E des Voltmeters die Messung zu stark beeinflußt. Bei $X = R_E = 10\ M\Omega$ beträgt der resultierende Widerstand nur 5 MΩ, und dementsprechend würden nur 5 MΩ statt 10 MΩ angezeigt werden. Außerdem treten schlechte Isolationswiderstände in Kondensatoren meist erst bei höheren Spannungen auf. Zum Messen von Isolationswerten ist deshalb das in **Bild 5.03** gezeigte Verfahren besser geeignet. Man ar-

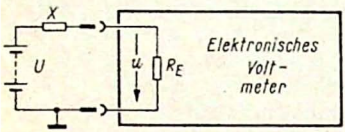


Bild 5.03 Prinzip der Isolationsmessung mit einem elektronischen Voltmeter

beitet mit einer Prüfspannung von 100 bis 250 V und schaltet den zu messenden Isolationswiderstand in Reihe mit dem Eingangswiderstand R_E des Voltmeters. Der unbekannte Widerstandswert ergibt sich dann zu

$$X = R_E \left(\frac{U}{u} - 1\right)$$

Hierbei ist u die am Voltmeter angezeigte Spannung in dem benutzten Meßbereich. Bei guter Isolation wird nur eine kleine Spannung angezeigt, bei durchgeschlagenen Kondensatoren die volle Meßspannung U. Meist verzichtet man auf besondere Meßskalen, da beim Servicebetrieb ungefähre Richtwerte genügen. Beispiel: Man arbeitet mit einer kleinen Anodenbatterie von 67,5 V, u sei gleich 1,3 V, $R_E = 10\ M\Omega$. Dann ist

$$X = 10 \left(\frac{67{,}5}{1{,}3} - 1\right) = 10\ (52 - 1) = 510\ M\Omega$$

Ist die angezeigte Spannung u klein gegenüber der Meßspannung U, dann kann man das Glied −1 in der Rechnung vernachlässigen und erhält die Faustformel

$$X = R_E \frac{U}{u}$$

Bei $U = 67{,}5$ V und $R_E = 10$ MΩ lassen sich dann noch Isolationswiderstände in der Größenordnung von 10 000 MΩ nachweisen.

Manche Röhrenvoltmeter, z. B. von Philips, enthalten eine Buchse, an der eine Spannung von rund 100 V für diese Messungen entnommen werden kann.

Literatur

Isolationsmessungen mit dem Service-Röhrenvoltmeter. Funkschau 1955, H. 2, S. 36.
Erweiterungen beim Funkschau-Röhrenvoltmeter M 561. Funkschau 1959, H. 7, S. 157.

5.04 Dezibel-Messungen

Für Verstärkungsmessungen und zum Aufnehmen von Frequenzkurven wird bei elektronischen Voltmetern der international übliche Pegel 0 dB = 1 mW an 600 Ω, dies entspricht einer Spannung von 0,775 V, zugrunde gelegt. Eine besondere Skalenteilung ist dann beispielsweise statt in Volt mit Dezibel-Werten von −20 dB bis +4 dB beziffert **(Bild 5.04).** Meist genügt diese eine Teilung. Sind die Wechselspannungsmeßbereiche im Ver-

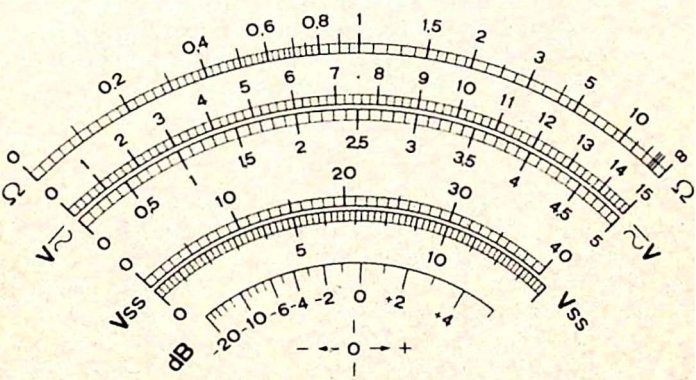


Bild 5.04 Skala des Teletest-Röhrenvoltmeters RV-12 von Klein & Hummel als Beispiel für die verschiedenen Skalenteilungen; oben die Skala für Widerstandsmessungen, darunter die Teilungen für Gleichspannungsmessungen und zur Effektivwertanzeige, dann die Skalen für Spitze-zu-Spitze-Werte und unten die Skala für Dezibel-Messungen, 0 dB entspricht dem Wert 0,775 im 1,5-V-Bereich (zweite Skala von oben)

hältnis 1 : 3 : 10 : 30 usw. gestuft, dann werden für die anschließenden Spannungsmeßbereiche einfach 10 dB zum jeweiligen Skalenwert addiert oder subtrahiert.

5.05 Funkschau-Röhrenvoltmeter M 561

Die Schaltung dieses Universalvoltmeters wurde vor längerer Zeit ausgearbeitet. Sie ist in vielen hunderten Exemplaren nachgebaut worden und hat sich gut bewährt. **Bild 5.05** zeigt eine erweiterte Ausführung mit verschiedenen von Funkschau-Lesern angeregten Verbesserungen. Außerdem ist für ein ähnliches Röhrenvoltmeter ein kompletter Bausatz bei der Firma Radio-RIM München zu erhalten.

Im Tastkopf für Hf-Messungen sitzt die Röhrendiode EA 76. Zum Messen von Nf-Spannungen wird der Tastkopf in einen Halter am Hauptgehäuse eingesteckt und dadurch die Diodenanode über eine Kapazität von 50 nF mit einer fest am Gehäuse befindlichen Nf-Meßklemme verbunden. Tonfrequenzspannungen können dann mit normalen Prüfschnüren ohne den stets etwas schwerfälligen Tastkörper gemessen werden.

Der für Wechselspannungen wirksame Belastungswiderstand der Diode beträgt 5 MΩ, der Kopplungskondensator für Hochfrequenz hat eine Kapazität von 200 pF. Daraus ergibt sich eine untere Grenzfrequenz nach Ziffer 1.14 zu:

$$f_u = \frac{1{,}14 \cdot 10^6}{C \cdot R} = \frac{1{,}14 \cdot 10^6}{200 \cdot 5} = 1140 \text{ Hz}$$

Mit dem Tastkörper lassen sich also auch höhere Tonfrequenzen anzeigen, während die 50-Hz-Netzfrequenz mit Sicherheit unterdrückt wird. Dies ist bisweilen von Vorteil, um Fehlmessungen durch Brummspannung zu vermeiden. Beim Einstecken des Tastkörpers in das Hauptgehäuse wird der 50-nF-Kondensator wirksam, und die Grenzfrequenz verschiebt sich auf 4 Hz.

Durch den mehrteiligen Schalter S 3 ... S 8 wird von Wechselspannungs- auf Gleichspannungsmessungen umgeschaltet. Der Schalter S 3 trennt die Tastdiode ab und legt die Meßleitung über 10 MΩ an die Gleichspannungsklemme. Der Eingangswiderstand beträgt dann 20 MΩ in allen Bereichen. Die Schalter S 6 und S 7 polen das Meßinstrument um, je nachdem ob positive

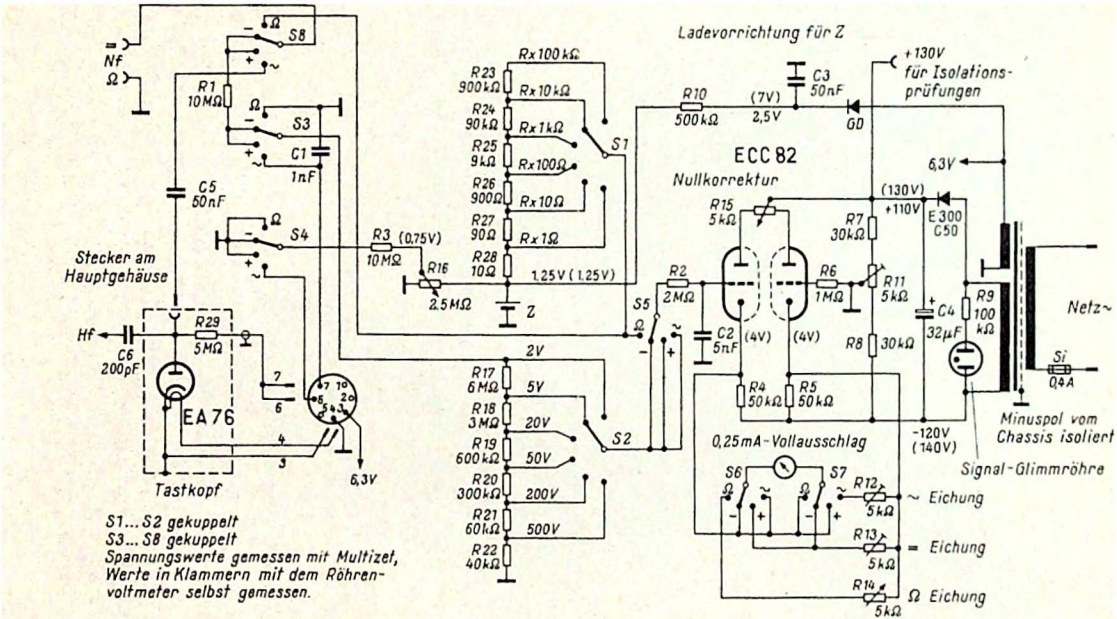


Bild 5.05 Werkstatt-Röhrenvoltmeter nach der Funkschau-Bauanleitung „Universal-Röhrenvoltmeter M 561"

oder negative Spannungen gegen Erde gemessen werden. Bei Messungen im 200-V-Bereich ist die Diode EA 76 spannungsmäßig überlastet. Bei kurzzeitiger Beanspruchung tritt jedoch kein Schaden ein. Noch höhere Spannungen werden zweckmäßig vor der Diode durch einen Spannungsteiler herabgesetzt.

Der Anlaufstrom der Meßdiode wird durch die für Widerstandsmessungen eingebaute Zusatzbatterie Z kompensiert. Ein Einstellwiderstand R 16 liegt parallel zur Batterie. Die daran abgegriffene Teilspannung wird über einen Vorwiderstand R 3 gegensinnig zur Anlaufspannung auf die Diodenanode gegeben. Im Muster ergab sich die Kompensation bei 0,75 V.

Das Gleichspannungs-Röhrenvoltmeter ist mit einer Doppeltriode ECC 82 bestückt. Durch Verwendung einer Keramik-Röhrenfassung und infolge des relativ niedrigen Gitterableitwiderstandes von insgesamt 12 MΩ läßt sich der Kriechstrom noch genügend klein halten.

Der Spannungsteiler mit dem Schalter S 1 dient zum Messen von Widerstandswerten nach dem Prinzip von Bild 5.02.3, jedoch sind die Vergleichswiderstände hier in Reihe geschaltet. Ihre Werte addieren sich jeweils. Die Skalenteilung Bild 5.02.2 gehört zu diesem Röhrenvoltmeter. Zur Eichkontrolle bei offenen Widerstandsmeßklemmen dient der 5-kΩ-Vorwiderstand am Meßinstrument mit der Bezeichnung „Ω-Eichung". Er ist von außen zu bedienen. Der Schaltung kann ferner eine Gleichspannung von 130 V zum Prüfen von Isolationswiderständen nach Ziffer 5.03 entnommen werden.

Literatur

Limann: Universal-Röhrenvoltmeter M 561. Funkschau 1956, H. 1, S. 15; H. 3, S. 97; H. 4, S. 138; H. 6, S. 216; Funkschau 1959, H. 7, S. 157.

5.06 Grundig-Röhrenvoltmeter RV 11

Dieses Universalvoltmeter arbeitet nach **Bild 5.06** mit einer eingebauten Doppeldiode für Wechselspannungsmessungen bis zu Frequenzen von 8 MHz. Gemessen werden Spitze-zu-Spitze-Werte. Dazu sind zwei Skalen vorhanden, die eine ist in Effektivwerten für sinusförmige Spannungen beziffert, die andere für Impulsspannungen in Spitze-zu-Spitze-Werten. Um Booster- und Impulsspannungen in Fernsehempfängern messen zu können,

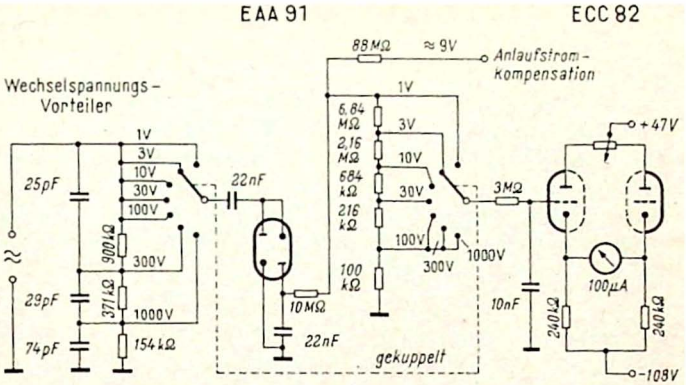


Bild 5.06 Vereinfachte Prinzipschaltung für die Wechselspannungsmeßbereiche im Grundig-Röhrenvoltmeter RV 11

ist ein höchster Meßbereich von 1000 V vorgesehen. So hohe Spannungen kann jedoch die Meßdiode EAA 91 nicht verarbeiten. Deshalb ist ein Wechselspannungsvorteiler für die Bereiche 300 V und 1000 V angeordnet. Die Richtspannung der Diode gelangt an den üblichen Eingangsspannungsteiler der Gleichspannungsbrücke. Die Schaltung läßt erkennen, wie sich die Spannungsteiler ergänzen. Spannungen bis 100 V verarbeitet die Diode direkt, die Bereiche werden wie üblich an dem Spannungsteiler auf der Gleichspannungsseite umgeschaltet. Die Bereiche 300 V und 1000 V werden dagegen an dem frequenzkompensierten RC-Spannungsteiler vor der Diode umgeschaltet. Die Spannungen werden dort so heruntergeteilt, daß sie für den 100-V-Abgriff des Gleichspannungsteilers passen.

Das Röhrenvoltmeter ist in der üblichen Weise auf Gleichspannungsmessungen umzuschalten. In der Originalausführung ist dazu der 100-kΩ-Fußpunktwiderstand des Gleichspannungsteilers nochmals unterteilt, um die Bereiche 300 V und 1000 V zu erhalten.

Für Messungen oberhalb von 8 MHz ist ein Germaniumdioden-Hf-Tastkopf erhältlich. Er mißt bis zu Frequenzen von 800 MHz und wird einfach an die Eingangsklemmen angeschlossen. Das Röhrenvoltmeter wird dazu auf Plusgleichspannung geschaltet,

der Spannungswert wird auf der Gleichspannungsskala abgelesen.

Für Widerstandsmessungen ist ein weiterer Spannungsteiler in Verbindung mit einer 1,5-V-Monozelle vorgesehen. Die Zelle ist im Gehäuse eingebaut vorhanden. Sie wird beim Messen nur wenig belastet und lebt daher lange. Widerstandswerte lassen sich in sieben Meßbereichen von 1 MΩ bis 200 MΩ messen.

Praktisch die gleiche Schaltung ist als Heathkit-Bausatz Modell I M-13 E zum Selbstbau oder auch fertig montiert und erprobt von Daystrom, Sprendlingen, zu beziehen.

5.07 Philips-Universalvoltmeter GM 6009

Das Gerät arbeitet ebenfalls in Brückenschaltung, und zwar mit einer Doppeltriode E 80 CC **(Bild 5.07)**. Das Mikroamperemeter liegt jedoch zwischen den Anoden der Triodensysteme. Der Nullpunkt wird mit dem 200-Ω-Widerstand im Katodenkreis eingestellt. Als Tastdiode dient ein System der Duodiode EAA 91. Die Anlaufspannung wird kompensiert, indem die zweite Diodenstrecke an den rechten Brückenzweig eine gleichgroße Anlaufspannung liefert. Sie wird ebenfalls durch einen Spannungsteiler unterteilt, damit sich in allen Meßbereichen der gleiche Anlaufstrom ergibt.

Die gekuppelten Schalter S 1 ... S 4 schalten auf die verschiedenen Bereiche für Gleichspannung, Wechselspannung und Gleichstrom um. Die ebenfalls unter sich gekuppelten Schalter S 5 ... S 9 wählen die Meßart, also Wechselspannung, + Gleichspannung, – Gleichspannung, Gleichstrom, sowie die vier Widerstandsmeßbereiche. Die Schalterebenen haben im einzelnen folgende Funktionen:

S 1 = Eingangsspannungsteiler für Gleich- und Wechselspannungsmessungen.

S 2 = Durchschalten der Eingangsbuchse im empfindlichsten Gleichspannungsmeßbereich 0,3 V auf das Gitter der Meßröhre.

S 3 = Anschalten der Nebenschlüsse für Gleichstrommessungen über die Kontakte 2 ... 8, Anschalten der Justierwiderstände in Reihe zum Instrument bei Spannungsmessungen über die Kontakte 12 ... 22.

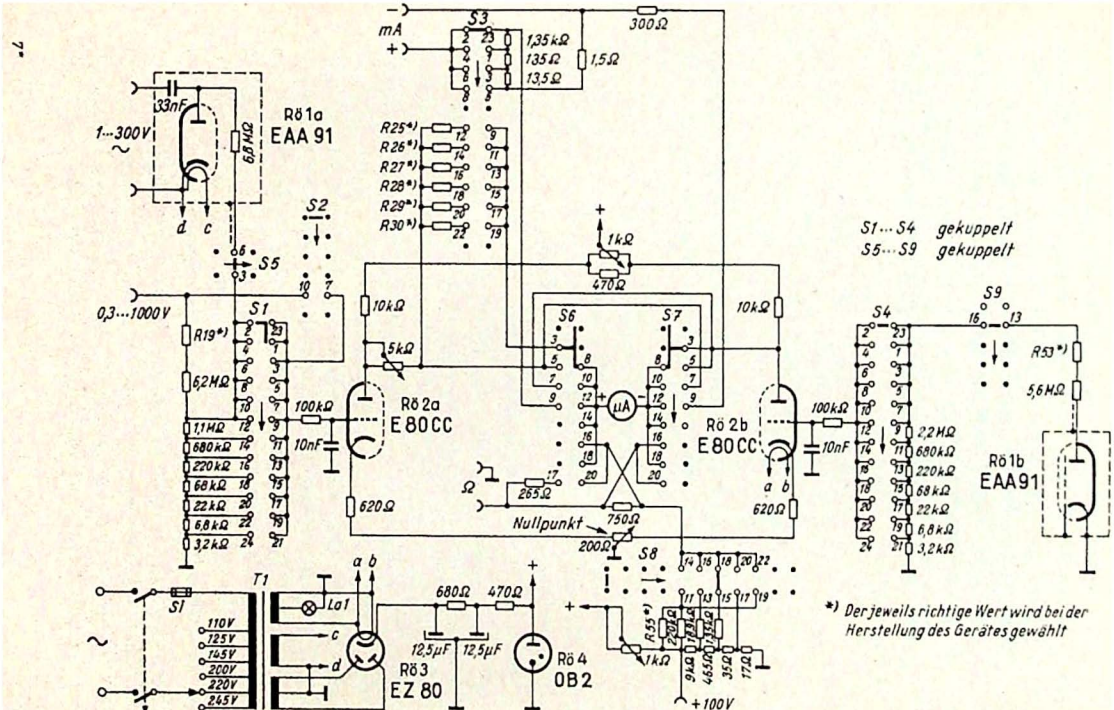


Bild 5.07 Vereinfachte Prinzipschaltung des Philips-Service-Röhrenvoltmeters GM 6009

S 4 = Spannungsteiler für Dioden-Kompensationsspannung.
S 5 = Wechselspannungsmessung in den Stellungen 3 ... 6.
S 6, S 7 = Durchschalten des Instrumentes an die Buchsen „mA" für Gleichstrommessungen.
S 8 = Spannungsteiler für vier Widerstandsmeßbereiche.
S 9 = Anschalten der Kompensationsdiode für Wechselspannungsmessungen.

Für Spannungsmessungen sind folgende Bereiche vorhanden (Vollausschlag):

Kontakt	10	12	14	16	18	20	22	24	
Gleichspannung	0,3	1	3	10	30	100	300	1000	V
Wechselspannung	—	1	3	10	30	100	300	-	V

Für Gleichspannungsmessungen bis 30 kV ist ein aufsteckbarer Hochspannungsmeßkopf vorgesehen. Er ergibt einen Eingangswiderstand von etwa 900 MΩ.

Bei den vier Gleichstrommeßbereichen mit 0,3, 3,0, 30 und 300 mA Vollausschlag wird das Mikroamperemeter vollständig von der übrigen Schaltung abgetrennt und direkt zusammen mit den Nebenschlüssen an der Schaltebene S 3 benutzt.

In den vier Widerstandsmeßbereichen mit 200 Ω, 2, 20 und 200 kΩ Skalenmittelwert dient das Mikroamperemeter ebenfalls direkt zur Anzeige. Als Meßspannung wirkt hierbei die mit dem Stabilisator OB 2 stabilisierte Anodenspannung. Sie wird zu diesem Zweck durch das Widerstandsnetzwerk an der Schaltebene S 8 unterteilt.

Unter den Bezeichnungen GM 6000 und GM 6001 brachte Philips weitere Universalvoltmeter heraus. GM 6000 ist ein Werkstatt-Röhrenvoltmeter, GM 6001 ein besonders hochwertiges Gerät für genaue Labormessungen.

5.08 Universalvoltmeter URI von Rohde & Schwarz

Dieses besonders vielseitige Gerät besitzt fünf getrennte Eingänge zum Messen von Gleichspannung, Gleichstrom, Widerstand, Wechselstrom und Wechselspannung bis 20 MHz. Hochfrequenzspannungen bis 250 MHz können mit einem Tastkopf

gemessen werden. Für jede Meßart ist ein selbständiger Bereichschalter vorgesehen. Durch einen Meßkanalwähler wird jeweils nur einer der Eingänge eingeschaltet **(Bild 5.08.1).** Die übrigen werden vollständig abgetrennt. Daran angeschlossene Meßleitungen können mit den Meßpunkten verbunden bleiben. Durch Betätigen des Meßkanalwählers kann man also schnell hintereinander die verschiedenartigsten Meßwerte überprüfen. **Bild 5.08.2** stellt einen Schaltungsauszug für drei Meßkanäle dar.

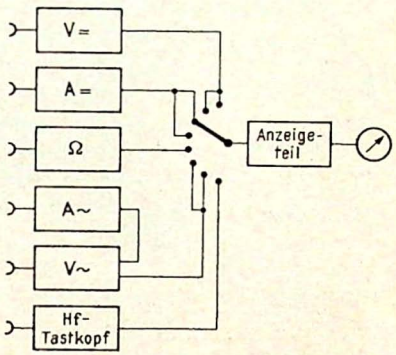


Bild 5.08.1 Die verschiedenen Meßkanäle des Rohde & Schwarz-Röhrenvoltmeters Typ URI

Gleichspannungsmessung: Die zu messende Spannung gelangt direkt oder über Teilwiderstände und den Schalter S 1 I an das Gitter der Anzeigeröhre. Die gesamte Schaltung ist sehr gut gegen das Gehäuse und gegen das Netz isoliert (das Erdsymbol gilt hier nur zur Kennzeichnung der Bezugsleitung und nicht als Masseverbindung!). Deshalb können auch Gleichspannungen gemessen werden, bei denen beide Pole Spannung gegen Erde führen. Die Bereiche bis 30 V werden mit der Schalterebene S 1 II im Instrumentenzweig eingestellt. Die Anzeigeröhre erhält dadurch eine größere Signalspannung, und die Meßsicherheit wird erhöht.

Wechselspannungsmessung mit Tastkopf: Für Frequenzen von 10 kHz bis 250 MHz ist ein einsteckbarer Tastkopf mit der Diode EA 50 vorgesehen. Um den Anlaufstrom zu unterdrücken, wird in die Katodenleitung eine kleine negative Vorspannung aus dem

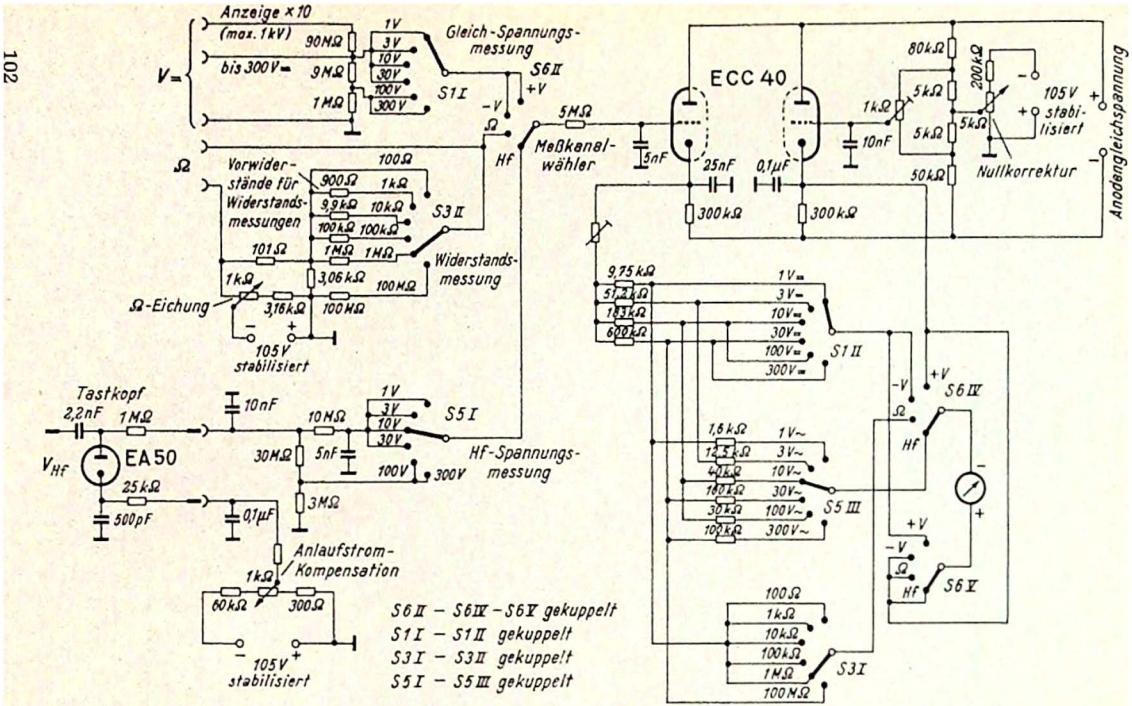


Bild 5.08.2 Röhrenvoltmeter URI; Schaltungsauszug für drei Meßkanäle, die Meßkanal-Bereichschalter S 1, S 3 und S 5 sind unabhängig voneinander zu betätigen

Netzteil eingeführt. Schalter S 5 I schaltet die Eingangsspannung des Gleichspannungs-Röhrenvoltmeters in zwei Stufen um. Die weitere Unterteilung erfolgt durch den damit gekuppelten Schalter S 5 III im Instrumentenzweig,

Widerstandsmessung: Der unbekannte Widerstand wird, wie in Ziffer 5.02 beschrieben, aus der Spannungsteilung zwischen *R* und X bestimmt. Die Meßspannung wird hierfür der stabilisierten 105-V-Spannung des Netzteiles entnommen. Die kleine Teilspannung an 101 Ω dient als Meßspannung in den ersten fünf Bereichen. Für sehr hochohmige Widerstände ist ein besonderer Meßbereich 100 MΩ vorgesehen, mit dem sich Werte von 0 bis 1000 MΩ messen lassen.

Dieses Röhrenvoltmeter, von dessen umfangreicher Schaltung hier nur ein sehr vereinfachter Auszug gebracht wurde, stellt eines der vielseitigsten Universalröhrenvoltmeter dar. **Bild 5.08.3** zeigt das Gerät mit allem Zubehör. Man erkennt an der Frontplatte die fünf verschiedenen Bereichschalter sowie den Meßartenwähler.

Literatur

Preisinger: Das Universal-Röhrenvoltmeter URI. Rohde & Schwarz-Mitteilungen 1952, H.1.

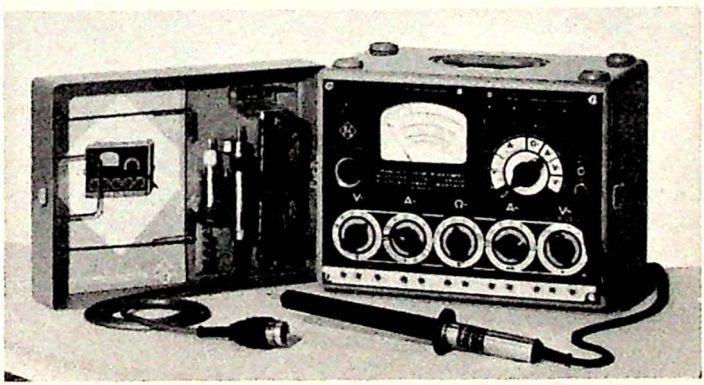


Bild 5.08.3 Ansicht des Rohde & Schwarz-Röhrenvoltmeters URI

5.09 Sonotron-Universalvoltmeter

Dieses etwas von der Normalform abweichende elektronische Voltmeter mit der Schaltung **Bild 5.09** mißt Gleich- und Wechselspannungen, Gleichströme und Wechselströme sowie Widerstandswerte. Seine Eigenschaften:

Hoher Eingangswiderstand bei Gleichspannungsmessungen (10 MΩ/20 MΩ/3000 MΩ),

Bruchteile von Mikroampere lassen sich messen (0,16 µA Vollausschlag im empfindlichsten Bereich),

frequenzkompensierter Spannungsteiler für Tonfrequenzspannungen von 20 Hz bis 20 kHz,

Wechselspannungs-Millivoltbereich mit 600 mV Vollausschlag von 20 Hz bis 8 MHz,

Mikroampere-Meßbereiche für Wechselströme von 20 Hz bis 10 kHz (0,06 µA Vollausschlag im empfindlichsten Bereich).

Das Meßwerk liegt zwischen den Anoden der beiden Triodensysteme. Stromgegenkopplungen über Katodenwiderstände von 2,2 kΩ stabilisieren die Brücke. Die Gitter liegen über hochohmige Widerstände (R 14 bzw. R 26 = je 22 MΩ) direkt an der negativen Versorgungsleitung. Diese ist vom Gehäuse isoliert. Die Meßschaltung ist erdfrei, man kann auch Spannungen messen, deren beide Pole Potential gegen Erde führen.

Gleichspannungsmessungen

Der Schalter S 1 wählt den Meßbereich. Der Widerstand R 14 und der Kondensator C 10 bilden einen Tiefpaß. Er filtert überlagerte Wechselspannungen ab, man mißt die reine Gleichspannungskomponente. Der Querwiderstand des Spannungsteilers beträgt 10 MΩ. Benutzt man statt der Meßklemme 1 die Klemme 2 × V, dann liegt der Widerstand R 1 = 10 MΩ zusätzlich im Eingangskreis. Alle Meßbereiche vergrößern sich um den Faktor 2. Der höchste Bereich endet bei 3,2 kV. Für noch höhere Spannungen ist ein Hochspannungsmeßkopf bis 30 kV zu erhalten. Zum Abgleichen von Ratiodetektoren läßt sich der Nullpunkt des Zeigers in die Mitte der Skala verlegen.

Das Gerät besitzt eine Stellung für extrem leistungsarme Gleichspannungsmessungen. Die Meßspannung wird an die Klemme 1,6 V⎓, der Schalter S 1 in Stellung 1 gebracht. Der

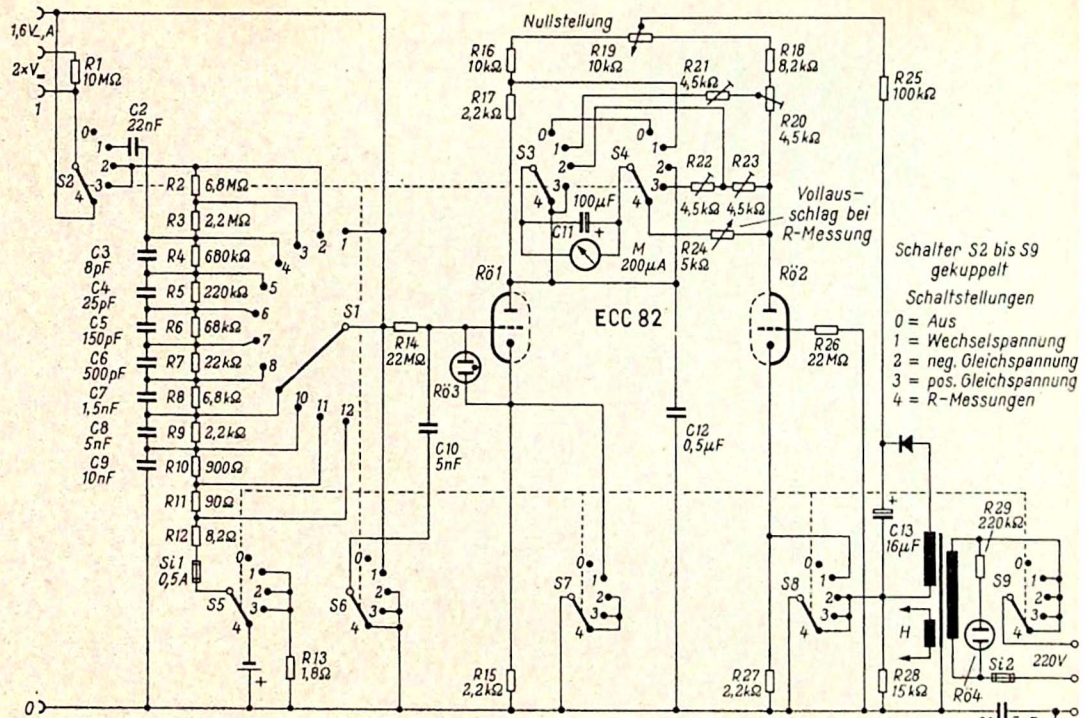


Bild 5.09 Schaltung des Sonotron-Universalvoltmeters; für Wechselspannungsmessungen wird das Röhrensystem 1 als Gittergleichrichter (Audion) umgeschaltet

Gitterkreis des linken Röhrensystems ist dann praktisch offen, das Gerät nimmt die Eigenschaften eines Elektrometers an. Man erhält 1,6 V Vollausschlag. Der Eingangswiderstand wird mit rund 3000 MΩ angegeben.

Gleichstrommessungen

Benutzt werden die Meßklemmen A und 0. Die Meßbereiche von 0,16 µA bis 160 mA Vollausschlag werden in den Stellungen 2 bis 12 des Schalters S 1 gewählt. Die Schaltebenen S 3/S 4 dienen als Polwender. Die Widerstände R 2 bis R 13 wirken nun als Nebenschlüsse. Wirksam ist jeweils die Summe der Widerstandswerte vom Kontaktarm des Schalters S 1 bis zur Bezugsleitung. Für Vollausschlag werden jeweils 1,6 V Spannung benötigt. Das spielt beim Messen an Röhrenschaltungen keine Rolle, bei Transistorschaltungen kann dieser Spannungsabfall bzw. der relativ hohe innere Widerstand stören. Man mißt dort besser mit niederohmigen Gleichstrom-Milliamperemetern.

Wechselspannungsmessungen

Die Schaltebenen S 2/S 9 werden in Stellung 1 geschaltet. Die linke Triode arbeitet dann als *Gittergleichrichter* (Audion). Der Filterkondensator C 10 wird über den Kontakt 1 der Schaltebene S 6 parallel zum Widerstand R 14 gelegt. Die beiden Schaltelemente bilden dann die Gitterkombination. Infolge der Empfindlichkeit des Audions erhält man einen Bereich mit 0,6 V Vollausschlag. Die Katoden der Trioden liegen über die Schaltebenen S 7 und S 8 an der Nulleitung. Die Meßspannung wird über die Klemme 1 und den Trennkondensator C 2 an den frequenzkompensierten Spannungsteiler R 4 bis R 13 geführt.

Dezibel-Messungen

Hierfür ist eine entsprechende Skalenteilung vorhanden. Der Bereichschalter schaltet jeweils 10 dB zu oder weg. Gesamtmeßbereich −10 dB bis +58 dB, verwendbar für Frequenzen von 20 Hz bis 100 kHz.

Messen von Hochfrequenzspannungen

Ein ansteckbarer Hf-Tastkopf für maximal 30 V Spannung arbeitet im Frequenzbereich von 20 kHz bis 250 MHz in C-Gleichrichtung. Der Effektivwert wird auf der Gleichspannungsskalenteilung abgelesen.

Wechselstrommessung

Die Schaltebenen S 2/S 9 stehen in Stellung 1. Als Eingang dienen die Klemmen A und 0. Für Vollausschlag wird eine Spannung von 0,6 V benötigt. Gemessen werden kann im Gebiet von 20 Hz bis 10 kHz mit 5 % Genauigkeit. Für die Meßbereiche 6 mA und 60 mA können sogar Ströme mit Frequenzen von 20 Hz bis 100 kHz gemessen werden. Wichtig ist diese Anwendungsmöglichkeit beim Messen von Kopfströmen in Tonbandgeräten.

Widerstandsmessungen

Die Schaltebenen S 2 bis S 9 stehen in Stellung 4. Der zu prüfende Widerstand wird an die Klemmen 1 und 0 angeschlossen. Man erhält einen Gesamtmeßbereich von etwa 1 Ω bis 1000 MΩ in elf Stunden. Absinkende Batteriespannung wird mit dem Widerstand R 24 ausgeglichen, wenn dies nicht mehr möglich ist, ist die Batterie zu ersetzen.

Sicherungen

Die Schaltung enthält zwei Sicherungen gegen Überlastung. Am Fußpunkt des Spannungsteilers R 12 liegt eine Sicherung Si 1 für 0,5 A. Sie spricht an, wenn ein zu hoher Strom in das Gerät geschickt wird, der die niederohmigen Widerstände des Spannungsteilers überlasten und zerstören könnte.

Parallel zur Gitterkatodenstrecke des Triodensystems Rö 1 liegt eine Glimmröhre Rö 3. Ihre Zündspannung beträgt rund 70 V. Gelangt eine zu hohe Spannung zum Gitter, dann zündet Röhre Rö 3. Die Spannung zwischen Gitter und Katode des Triodensystems kann also nie höher als 70 V werden.

Literatur

Limann: Elektronischer Vielfachmesser. Funkschau 1964, H. 13, S. 361.

5.10 Transistor-Universalvoltmeter

Der geringe Stromverbrauch von Transistoren ermöglicht Universalvoltmeter, bei denen die Speisespannungsbatterie ständig eingeschaltet bleiben kann. Allerdings muß dazu der Ruhestrom sehr gering sein. Damit nähert man sich wieder dem Prinzip des Richtverstärker-Röhrenvoltmeters nach Bild 3.02. Der damit verbundene Gleichrichtereffekt erlaubt auch das Messen von Wech-

selspannungen. Bei kleinen Emitterströmen sind jedoch Temperatur- und Speisespannungsschwankungen besonders sorgfältig zu kompensieren, damit Arbeitspunkt und Verstärkung konstant bleiben. Universalvoltmeter dieser Art sind sehr geeignet, die netzabhängigen Universal-Röhrenvoltmeter abzulösen. Bei einem Mustergerät zum Messen von Gleichspannungen (ab 30 mV), Tonfrequenzspannungen, Gleich- und Wechselströmen sowie Widerständen ergab sich bei Dauerspeisung mit zwei 1,5-V-Stabzellen eine Betriebszeit von zwei bis drei Jahren. – Aber auch Transistor-Universalvoltmeter mit Gleichstromverstärker in A-Betrieb und Brückenschaltung wurden bereits gebaut.

Literatur

Schreiber: Vielfachmeßgerät mit dauergespeistem Transistorverstärker. Funktechnik 1964, H. 23, S. 859 und H. 24, S. 895.

Oberle: Vielfachinstrument hoher Empfindlichkeit mit Transistoren. Funkschau 1964, H. 16, S. 435.

Limann: Transistor-Voltmeter der Firma British Physical Laboratories. Funkschau 1964, H. 12, S. 323.

6 Verstärkervoltmeter, Breitbandvoltmeter

6.01 Grundschaltung

Die kleinsten Spannungen, die sich mit einem Universalvoltmeter mit Sicherheit messen lassen, liegen bei 50 ... 100 mV. Die Anzeige bleibt dann etwa im ersten Fünftel der Instrumentenskala, die Meßgenauigkeit ist nicht sehr groß. Sollen noch kleinere Spannungen, vielleicht sogar bis zum Mikrovoltbereich, sicher und genau gemessen werden, dann muß die Meßspannung nach **Bild 6.01** zunächst verstärkt und dann erst angezeigt werden. Der dazu notwendige Meßverstärker läßt sich relativ einfach als Wechselspannungsverstärker aufbauen. Die große Gruppe der Breitbandvoltmeter verzichtet deshalb auf Gleichspannungsmessungen. Ihr Frequenzbereich erstreckt sich entweder von niedrigen Tonfrequenzen bis zu einigen hundert Kilohertz, oder sie sind vorzugsweise für höhere Frequenzen bis zum Megahertzgebiet ausgebildet.

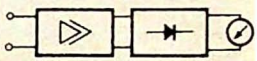


Bild 6.01 Grundschaltung eines Verstärkervoltmeters

Je größer die Bandbreite sein soll, desto niedriger müssen die Arbeitswiderstände sein, damit die unvermeidlichen Parallelkapazitäten nicht als Kurzschlüsse für hohe Frequenzen wirken (vgl. Abschnitt 1.14). Niedrige Arbeitswiderstände ergeben jedoch nur geringe Verstärkungen. Man muß also desto mehr Röhren- oder Transistorstufen vorsehen, je breiter das Frequenzband des elektronischen Voltmeters sein und je höher die obere Grenzfrequenz liegen soll. Nach der Verstärkung steht dann meist genügend Leistung zur Verfügung, um einen Meßgleichrichter mit Anzeigeinstrument direkt auszusteuern. Ein Katodenfolger oder eine Brückenschaltung zwischen Meßgleichrichter und Instrument wie beim Universalvoltmeter ist nicht erforderlich.

6.02 Transistor-Wechselstromgalvanometer

Einen besonders einfachen Meßverstärker enthält das in **Bild 6.02** dargestellte AEG-Wechselstrom-Zeigergalvanometer.

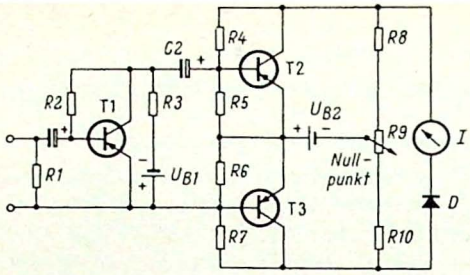


Bild 6.02 AEG-Wechselstrom-Zeigergalvanometer

Die erste Verstärkerstufe mit dem Transistor T 1 arbeitet in Eintaktschaltung. Die im Kollektorkreis an den Enden des Arbeitswiderstandes R 3 auftretenden Spannungen werden einer aus dem Kapitel 4 bekannten Transistor-Brückenschaltung zugeführt. In Reihe mit dem Drehspulinstrument liegt ein Meßgleichrichter. Die Transistorbrücke ergibt einen stabilen Nullpunkt des Instrumentes. Eine Spannungsgegenkopplung über die Widerstände R 2, R 4 und R 7 zwischen den Kollektor- und Basisanschlüssen der Transistoren stabilisiert den Verstärkungsgrad. Der Übergang von Eintakt auf Gegentakt wird schaltungsmäßig dadurch vereinfacht, daß jede Stufe eine eigene Speisebatterie U_{B1} und U_{B2} besitzt.

Das Gerät ist von der Herstellerfirma vorwiegend als Galvanometer im Nullzweig von Wechselstrombrücken gedacht. Der Eingangswiderstand beträgt 1 kΩ. Vollausschlag wird mit einem Strom von etwa 0,5 μA erreicht. Umgerechnet ergibt sich daraus eine Spannungsempfindlichkeit von

$$U = 0{,}5 \cdot 10^{-6} \cdot 1 \cdot 10^{3} = 0{,}5 \cdot 10^{-3}\,\mathrm{V} = 0{,}5\,\mathrm{mV}$$

für Vollausschlag. Man könnte demnach noch Spannungen von 50 ... 100 μV sicher anzeigen. Das Gerät ist speziell für den Tonfrequenzbereich ausgelegt. Bei 20 kHz beträgt die Empfindlichkeit der Anzeige noch etwa 80 %.

Für die Bemessung dieser Schaltung kann man sich an die Werte üblicher Nf-Stufen und Brückenschaltungen anlehnen, d. h.:

R 1	5 kΩ[1])	R 8	5 kΩ	U_{B2}	6 V
R 2	220 kΩ	R 9	10 kΩ lin	C 1	5 µF
R 3	5 kΩ	R 10	5 kΩ	C 2	5 µF
R 4	300 kΩ	T 1	AC 129	D	OA 154
R 5	20 kΩ	T 2	AC 117	I	100 µA
R 6	20 kΩ	T 3	AC 117		
R 7	300 kΩ	U_{B1}	3 V		

[1]) Für den empfindlichsten Meßbereich; zum Messen höherer Spannungen, sind Spannungsteiler-Vorwiderstände vorzuschalten.

Literatur

Eckhardt: Hochempfindliche Zeigerinstrumente für Gleich- und Wechselspannung mit Transistorverstärker. AEG-Mitteilungen 1960, H. 8/9, S. 365.

Eckhardt: Zeigerinstrument mit Transistorverstärkung. ATM 1962, Lieferung 318, S. R 78.

6.03 Getrennte Vorverstärker

Auf einfache Weise kann man bereits die Empfindlichkeit eines Universalvoltmeters erhöhen, indem man einen Breitband-Meßverstärker davorschaltet. Solche Geräte sind fest auf einige wenige Verstärkungsfaktoren eingerichtet. Sie dienen beispielsweise auch dazu, um die Empfindlichkeit von Elektronenstrahl-Oszillografen zu erhöhen. In Verbindung mit elektronischen Voltmetern dividiert man die Anzeige des Voltmeters durch den Verstärkungsfaktor des Vorverstärkers. Besitzt dieser also eine zehnfache Verstärkung, und das Voltmeter zeigt 0,23 V an, dann ist der wirkliche Meßwert

$$U = \frac{0{,}23}{10}\ \mathrm{V} = \frac{230}{10}\ \mathrm{mV} = 23\ \mathrm{mV}$$

Um Erdungs- und Brummschwierigkeiten auszuschließen, ist es günstig, wenn ein solcher Meßverstärker mit Transistoren bestückt und aus einer eingebauten Batterie betrieben wird. Der Breitbandverstärker Typ VVB **Bild 6.03.1** von Fuba besitzt eine Nennverstärkung von 20 dB, d. h. er verstärkt zehnfach, und zwar bis etwa 30 MHz. Ein sehr kleiner innerer Störpegel gestattet es, zwei oder sogar drei solcher Verstärker hintereinander zu schalten, so daß man hundertfache bzw. tausendfache Verstärkung erhält **(Bild 6.03.2)**. Dieser Verstärker ist mit fünf

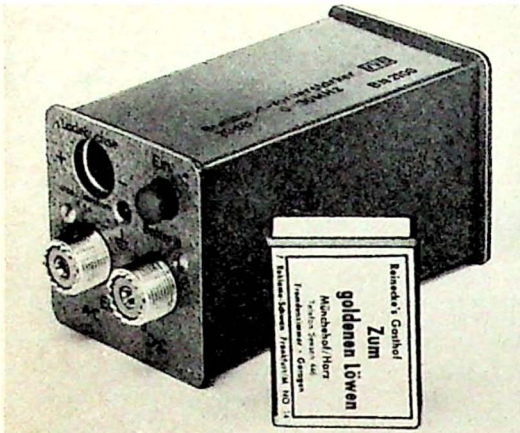


Bild 6.03.1 Fuba-Breitband-Vorverstärker

Transistoren bestückt. Zur Stromversorgung dienen aufladbare Deac-Knopfzellen.

Die Schaltung eines zum Selbstbau geeigneten Tonfrequenz-Meßverstärkers ist in **Bild 6.03.3** dargestellt. Er besteht aus einem Eingangsspannungsteiler mit RC-Kompensation (Frequenzbereich 20 ... 20 000 Hz ±0,9 dB) und drei gleichartig aufgebauten Transistor-Verstärkerstufen. Jede Stufe ist in sich gegengekoppelt und stabilisiert. Dazu führt der 82-kΩ-Widerstand des Ba-

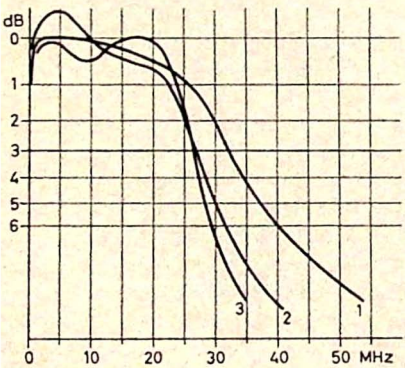


Bild 6.03.2 Frequenzgänge für einen Verstärker (Kurve 1) und für zwei bzw. drei in Reihe geschaltete Verstärker (Kurven 2 und 3); die Welligkeit im Durchlaßbereich ist zu vernachlässigen, da sie kleiner als 1 dB ist, außerdem ist die Frequenzskala nicht logarithmisch

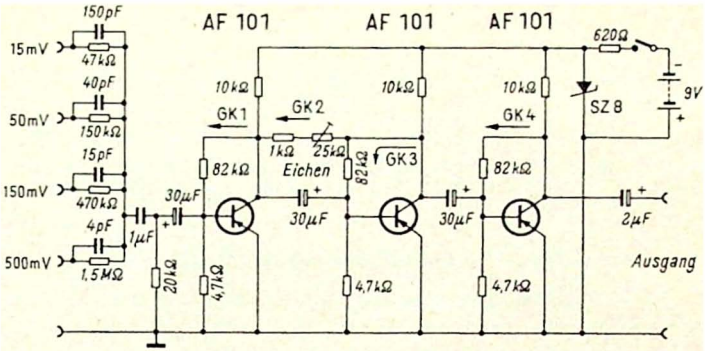


Bild 6.03.3 Einfacher Tonfrequenz-Meßverstärker; anstelle der Verstärkungsfaktoren werden in der Originalschaltung die Meßbereiche

× 100	× 30	× 10	× 3	
15	50	150	500	*mV angegeben*

sisspannungsteilers nicht an die Versorgungsleitung, sondern jeweils an den Kollektoranschluß. Ein weiterer Gegenkopplungskanal GK 2 führt vom Kollektor des zweiten zum Kollektor des ersten Transistors zurück. Mit dem 25-kΩ-Trimmwiderstand in diesem Zweig wird der Verstärkungsgrad eingestellt. Insgesamt ergeben sich also vier Gegenkopplungen GK 1 bis GK 4.

Das Originalgerät ist zum Vorschalten vor ein Universalvoltmeter mit einem empfindlichsten Meßbereich zwischen 1 V und 2,5 V Vollausschlag bestimmt. Mit dem Trimmwiderstand im Gegenkopplungskanal GK 2 stellt man dann bei vorgeschaltetem Meßverstärker und bei einer mittleren Tonfrequenz den Verstärkungsgrad so ein, daß sich bei Vollausschlag am Röhrenvoltmeter 15 mV Eingangsempfindlichkeit an der oberen Meßbuchse in Bild 6.03.3 ergibt. Bei einem Röhrenvoltmeter mit einem Meßbereich von beispielsweise 1,5 V Vollausschlag bedeutet dies eine 100fache Verstärkung. Entsprechend ergeben sich etwa folgende Verstärkungen bzw. Meßbereiche:

x 100	x 30	x 10	x 3	
40	30	20	10	dB
15	50	150	500	mV

Im einfachsten Fall kann an den Ausgang des Gerätes ein 100-µA-Instrument in Reihe mit einer Meßdiode gelegt werden. Man erhält dann ein kleines handliches Tonfrequenz-Millivoltmeter.

Literatur

6.03.1 Breitband-Vorverstärker VVB. Elektronik 1964, H. 1, S. 4.
6.03.3 Universal-Meßverstärker für Tonfrequenz in Tastkopfausführung. RIM-Bastelbuch 1964, S. 117.

6.04 Dreistufiges Transistorvoltmeter für Tonfrequenz

Die in **Bild 6.04** dargestellte Schaltung eines elektrischen Voltmeters ist zum Durchmessen von Nf-Verstärkern und Ela-Anlagen bestimmt. Schaltungsaufbau: Eingangsspannungsteiler mit einem Gesamtwiderstand von 47 kΩ + 20 kΩ = 67 kΩ, dreistufiger Transistorverstärker, jede Stufe in Emitterbasisschaltung, und ein Meßgleichrichter mit einer Germaniumdiode. Mit Hilfe des Eingangsspannungsteilers können zehn sich gut überlappende Meßbereiche von 2 mV bis 20 V Vollausschlag eingestellt werden. Der Frequenzgang ist zwischen 20 Hz und 20 000 Hz auf ± 1 dB linear. Im Ausgangskreis liegen die beiden gekuppelten Schalter S 2 – S 3. In der oberen Schalterstellung ist das Gerät ausgeschaltet. In der mittleren Stellung *Hören*

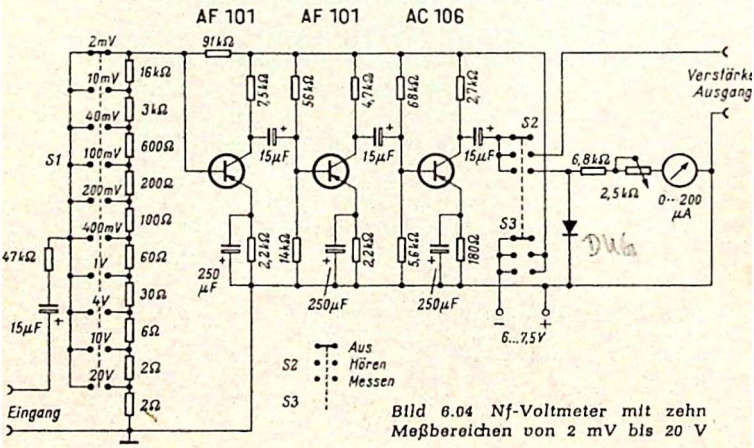


Bild 6.04 *Nf-Voltmeter mit zehn Meßbereichen von 2 mV bis 20 V*

S3: 2 x um, Nebenschalter separat

dient es als Tonfrequenzverstärker. An die Klemmen *Verstärkerausgang* kann ein Kopfhörer angeschlossen werden, um Tonabnehmer und Mikrofone zu überprüfen oder um das Gerät als Signalverfolger bei der Fehlersuche zu verwenden. In der unteren Stellung *Messen* wird das Anzeigeinstrument wirksam. Mit seinem Vorwiderstand wird erstmalig der Vollausschlag geeicht. Die rein ohmsche Belastung des Meßkreises ergibt eine Mittelwertgleichrichtung. Die Skala wird wie üblich in Effektivwerten für Sinusspannungen geeicht. – Das Gerät läßt sich zusammen mit einer Trockenbatterie von 6 ... 7,5 V in ein handliches Gehäuse von der Größe eines Vielfachmessers unterbringen.

Literatur

Stone: Audio Voltmeter Doubles as Preamp. Radio-Electronics, Februar 1963. Referat darüber:
Renardy: Nf-Voltmeter mit Transistor-Verstärker. FUNKSCHAU 1963, H. 15, S. 428.

6.05 Vierstufiges Transistorvoltmeter für Tonfrequenz

Die Schaltung dieses elektronischen Voltmeters in **Bild 6.05** ist sorgfältig auf geringstes Eigenrauschen und große Stabilität gegenüber Batteriespannungsschwankungen und Temperaturänderungen durchgebildet.

Der Eingangsspannungsteiler besteht aus Vorteiler und Feinteiler. Der Vorteiler teilt in einem Schritt im Verhältnis 100 : 1. Der Kondensator C 1 dient zur Frequenzkompensation nach Ziffer 1.16. Sein Kapazitätswert muß erprobt werden. Der Feinteiler unterteilt in sechs Stufen von 10 dB. Im empfindlichsten Meßbereich gelangt die Eingangsspannung über den 100-kΩ-Längswiderstand direkt an die Basis des Transistor T 1. Der Querwiderstand von 3 kΩ vermindert das Rauschen. Die Kapazität C 2 dient zur Frequenzkompensation des Feinteilers. Da sie nur bis 30 kHz wirksam sein sollte, genügt ein Kondensator parallel zu dem 100-kΩ-Widerstand.

Der vierstufige Transistorverstärker ist zweimal in sich gegengekoppelt. Ein Gegenkopplungskanal GK 1 führt von der Basis des Transistors T 3 zum Emitter des Transistors T 1, der andere vom Meßgleichrichter zum Emitter des Transistors T 3. Der 50-Ω-Trimmwiderstand P 1 in der Emitterleitung dieses Transistors dient zum Eichen auf Vollausschlag. Die Basisarbeits-

punkte aller Transistoren werden über die üblichen Spannungsteiler stabilisiert. Bei den Transistoren T 3 und T 4 bewirken die Widerstände zwischen Basis und Kollektor zugleich eine Wechselspannungsgegenkopplung.

Auch bei dieser Schaltung ist eine Mithörmöglichkeit über Kopfhörer vorgesehen. Zur Entkopplung vom Meßverstärker dient dabei ein weiterer Transistor T 5. Diese Stufe wurde absichtlich nicht stabilisiert. Für den Gebrauch als Signalverfolger ist dies nicht erforderlich. Andererseits dient sie gerade dadurch zur Temperaturkompensation des Meßverstärkers. Bei Änderungen der Umgebungstemperatur ändert sich der Kollektorstrom des Transistors T 5. Die dadurch zwischen den Punkten a und b auftretende Spannungsänderung wird zur Temperaturkompensation TK auf die Basisspannungsteiler der Transistoren T 1 und T 2 zurückgeführt. Diese Spannung verringert sich bei Temperaturanstieg. Dadurch verringern sich auch die Kollektorströme der Vorstufen, und deren Verstärkung bleibt konstant. Der Grad der Kompensation wird mit dem Potentiometer

Meßbereiche und Eingangswiderstände zu Bild 6.05

Bereich	Vorteiler	Eingangswiderstand etwa	Eingangskapazität
10 mV	× 1	100 kΩ	70 ... 90 pF
30 mV		150 kΩ	
100 mV		110 kΩ	< 10 pF
300 mV		105 kΩ	
1 V		100 kΩ	
3 V		100 kΩ	
1 V	× 100	1 MΩ	10 pF
3 V			
10 V			
30 V			
100 V			
300 V			

Literatur

Burchard: Transistorvoltmeter für Tonfrequenz. FUNKSCHAU 1959, H. 5, S. 103.

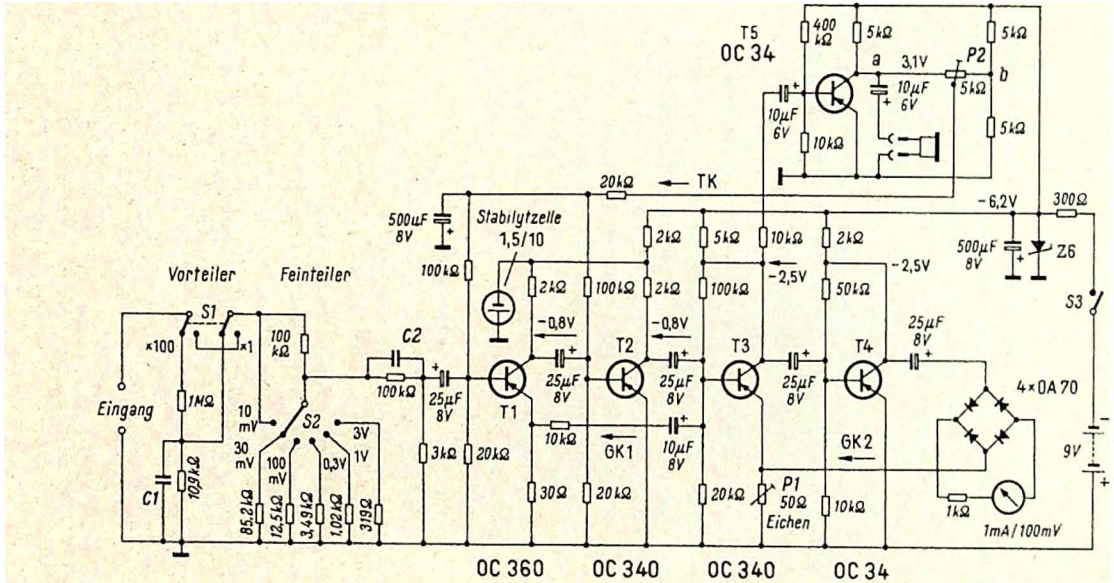


Bild 6.05 Nf-Transistorvoltmeter

P 2 einjustiert. Man erhält zwischen + 10° C und + 30° C eine auf etwa ±1 % gleichbleibende Anzeige. Diese Temperaturkompensierspannungen wird mit 20 kΩ und 500 µF gesiebt.

Die gesamte Betriebsspannung wird mit der Zener-Diode Z 6 (Intermetall) auf 6 V stabilisiert. Die Kollektorbetriebsspannung der beiden Vorstufen wird zusätzlich durch eine Neumann-Stabilytzelle konstant gehalten. Sie entkoppelt gleichzeitig infolge ihrer Kapazitätswirkung die Vorstufen von den Stufen 3 und 4, um bei der starken Gesamtgegenkopplung Schwingneigung außerhalb des Nutzfrequenzbereiches zu verhindern. – Der Gesamtfrequenzgang des Verstärkers verläuft praktisch geradlinig zwischen 10 Hz und 30 kHz. Die Meßbereiche und Eingangswiderstände zeigt die **Tabelle** auf Seite 116.

6.06 Transistorvoltmeter für Ton- und Mittelfrequenzen

Die Fortschritte der Transistortechnik ermöglichten es, den Frequenzbereich von Transistorvoltmetern erheblich nach oben zu erweitern. Das brachte zunächst für die Elektroakustik den Vorteil, daß man mit diesen Voltmetern auch die Spannungen der Löschfrequenzen in Tonbandgeräten messen konnte (60 ... 80 kHz). Durch weiteres Ausdehnen des Bereiches werden solche Voltmeter für die Trägerfrequenztechnik (Frequenzen um mehrere hundert Kilohertz) und für den Service an AM-Rundfunkempfängern wichtig. 1960 brachte Siemens ein derartiges Transistorvoltmeter für den Frequenzbereich von 15 Hz bis 1,5 MHz heraus. In **Bild 6.06.1** ist die Blockschaltung dargestellt. Grobspannungsteiler und Feinteiler werden hier durch einen Impedanzwandler, also einen Emitterfolger, entkoppelt. Dadurch er-

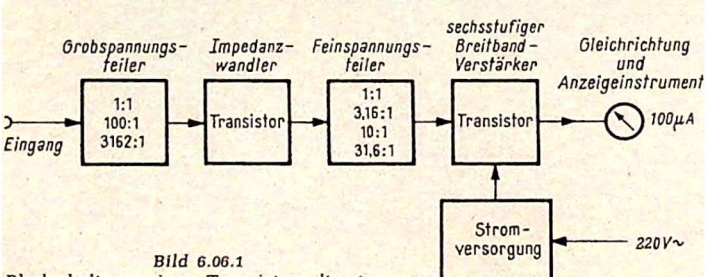


Bild 6.06.1
Blockschaltung eines Transistorvoltmeters

gibt sich über den gesamten Meßbereich hinweg ein gleichbleibender reeller Eingangswiderstand von 1 MΩ. In den Stellungen 3 – 10 – 30 – 100 mV liegen 30 pF parallel zum Eingang. In den übrigen weniger empfindlichen Bereichen beträgt der Eingangswiderstand ebenfalls 1 MΩ bei nur 15 pF Parallelkapazität. Der RC-Grobteiler besteht nur aus drei Festwiderständen und einigen Kondensatoren zur Frequenzkompensation. Der niederohmige Feinteiler hinter dem Impedanzwandler benötigt keine Korrekturkapazitäten.

An den Feinteiler schließt sich ein sechsstufiger Breitbandverstärker an. Er ist praktisch in zwei gleiche Gruppen unterteilt. Jede davon wird über je einen gemeinsamen Emitterteilwiderstand des ersten und des dritten Transistors gegengekoppelt. Diese Stromgegenkopplung erhöht den Eingangswiderstand um den Gegenkopplungsfaktor. Man erhält dadurch eine konstante, von den Transistorkenngrößen praktisch unabhängige Verstärkung. Sie beträgt insgesamt über beide Gruppen 1000 : 1.

Auf die letzte Verstärkerstufe folgt ein Gegentakt-Diodengleichrichter. Der hindurchfließende Wechselstrom wird gleichzeitig in einer Gegenkopplungsschleife zum Linearisieren der Anzeige verwendet. Die Anzeige ist im Gebiet von + 10 °C bis +35 °C unabhängig von der Raumtemperatur. Dieses Transistorvoltmeter wird aus dem Lichtnetz betrieben. Dabei werden nur etwa 1,5 VA entnommen.

Bei dem 1963 herausgebrachten Transistorvoltmeter PM 2453 von Philips **(Bild 6.06.2)** ist man noch einen Schritt weitergegangen und betreibt das Gerät aus fünf eingebauten Nickelkadmiumzellen. Damit werden mit Sicherheit Brummstörungen beim Messen kleinster Spannungen vermieden. Auch kann ohne Schwierigkeiten erdfrei gemessen werden. Der Aufbau ist ähnlich wie bei dem vorher beschriebenen Transistorvoltmeter. Das Eingangssignal gelangt über einen kompensierten hochohmigen Spannungsteiler, zwei Emitterfolger und einen niederohmigen Spannungsteiler an den Eingang des eigentlichen Verstärkers. Nach dem Verstärken wird die Wechselspannung gleichgerichtet und von einem Drehspulinstrument angezeigt. Eine 10-kHz-Eichspannung steht im Gerät zur Verfügung, um den Verstärker und den Meßgleichrichter zu überprüfen. Der Frequenzbereich be-

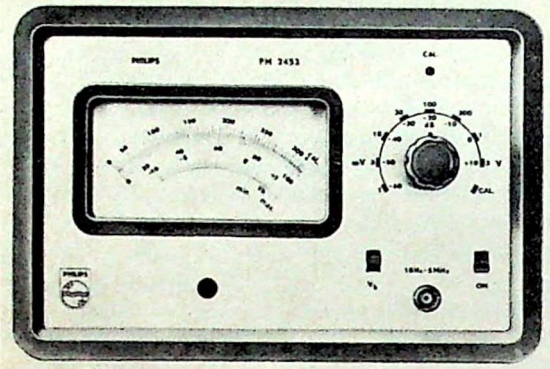


Bild 6.06.2 Philips-Transistor-Millivoltmeter PM 2453

trägt 10 Hz bis 5 MHz, die Eingangsimpedanz 1 MΩ parallel zu 35 pF. Die Meßbereiche (Vollausschlag) erstrecken sich von 1 mV bis 3 V unterteilt in acht Bereichen. Ein vorschaltbarer Spannungsteilertastkopf 100 : 1 verschiebt diese Meßbereiche auf solche von 100 mV bis 300 V Vollausschlag. Die Eingangskapazität verringert sich dadurch auf 15 pF. Eine Prüfstellung am Bereichschalter und ein Toleranzfeld am Anzeigeinstrument ermöglichen es, den Ladezustand der Batterie zu prüfen. Sie wird mit einem externen Netzteil aufgeladen und kann währenddessen im Gerät verbleiben.

Literatur

Ledig: Ein Wechselspannungsmesser mit Transistorverstärker. Siemens-Zeitschrift 1960, H. 10, S. 737.

–,– Verstärker-Voltmeter mit Transistorbestückung. Funkschau 1962, H. 3, S. 63.

6.07 Transistor-Breitband-Millivoltmeter

Dieses Transistorvoltmeter (Schaltung **Bild 6.07**) mißt Frequenzen bis zu 3 MHz bei einem Abfall von nur –3 dB. Der Feinteiler liegt ebenfalls hinter einem Emitterfolger. Die beiden Transistoren T 1 und T 2 in Doppel-Emitterfolger-Schaltung bewirken einen hohen Eingangswiderstand. Die Transistoren T 3 und T 4 arbeiten als gegengekoppelter Breitbandverstärker. Die Ge-

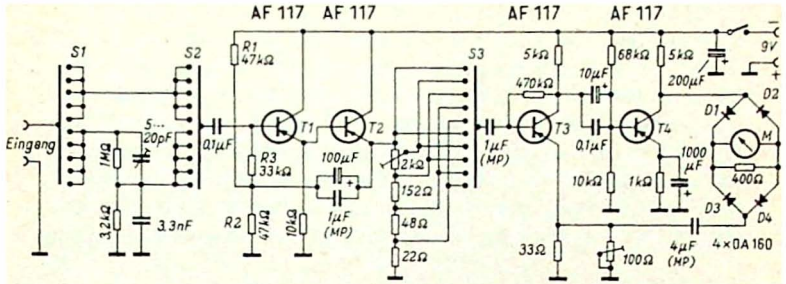


Bild 6.07 Transistor-Breitband-Millivoltmeter

genkopplung verläuft vom Meßgleichrichter zum Emitter des Transistors T 3.

Die unverzerrt übertragbare Amplitude begrenzt die maximale Dämpfung des Spannungsteilers im Emitterkreis. Bei 9 V Speisespannung steuern 3 V_{ss} den Verstärker maximal aus. Bereits geringfügige Änderungen der Speisespannungen könnten jedoch Verzerrungen verursachen und das Meßergebnis fälschen. Um das zu vermeiden, wird der Verstärker nur bis 1 V ausgesteuert. Der aus zwei 47-kΩ-Widerständen bestehende Spannungsteiler R 1/R 2 stabilisiert den Arbeitspunkt der direkt gekoppelten Emitterfolger. Er ist über 33 kΩ (R 3) mit der Basis des Transistors T 1 verbunden. Der gemeinsame Verbindungspunkt dieser drei Widerstände liegt wechselstrommäßig über zwei Kondensatoren am Emitter des Transistors T 2. Dadurch belasten die beiden Widerstände R 1 und R 2 den Ausgang und nicht den Eingang des Doppel-Emitterfolgers. Der Wert des 33-kΩ-Widerstandes erhöht sich dagegen scheinbar, da über ihn nur ein von der Differenz der Eingangs- und Ausgangsspannung erzeugter Strom fließt.

Der Breitbandverstärker arbeitet mit kleinen Kollektorwiderständen. Der Arbeitswiderstand des Transistors T 3 beträgt 5 kΩ. Der Arbeitswiderstand von T 4 beträgt infolge der parallelliegenden Gleichrichterbrücke wechselstrommäßig nur einige hundert Ohm. Die ziemlich hohe Gegenkopplung GK linearisiert den Frequenzgang des Verstärkers und macht die Skalenteilung des Instrumentes gleichmäßiger. Alle Transistoren sind vom

Hochfrequenztyp mit einer Grenzfrequenz von 75 MHz und hoher Stromverstärkung. Dies gilt besonders für die Transistoren T 1 und T 2. Zum Abgleichen bzw. Eichen dient das 100-Ω-Potentiometer im Emitterkreis des Transistors T 3. Bei dem Mustergerät ergaben sich die in der **Tabelle** wiedergegebenen technischen Daten. Das Instrument wurde mit einer Dezibelskala versehen, um das Arbeiten zu erleichtern. Das Gerät muß in ein Metallgehäuse eingebaut werden. Die Anordnung der Bauteile ist nicht kritisch, bei empfindlichen Messungen ist das Gehäuse zu erden.

Technische Daten

Frequenzgang:	$\begin{matrix}+1\\-1\end{matrix}$	dB	20 Hz bis 1 MHz
	$\begin{matrix}+0\\-3\end{matrix}$	dB	20 Hz bis 3 MHz
Meßbereiche:	10 Bereiche von 10 mV bis 300 V_{eff} Endausschlag		
Eingangswiderstand:	500 kΩ		30 pF von 10 mV bis 1 V
	1 MΩ		15 pF von 3 V bis 300 V
Batteriespannung:	9 V		
Stromaufnahme:	4 mA		

Literatur

Rózsa: Breitband-Millivoltmeter mit Transistoren, Funkschau 1964, H. 8, S. 204.

6.08 Verstärkervoltmeter mit Röhren

Röhren-Millivoltmeter für Ton- und Mittelfrequenzen zeigen einen ähnlichen Grundaufbau wie die vorstehend besprochenen Transistorvoltmeter. Auf einen hochohmigen RC-Vorteiler folgt ein Impedanzwandler (Katodenfolger) und darauf der niederohmige Feinteiler. Ein mehrstufiger Verstärker mit starker Gegenkopplung liefert dann die Spannung für den Meßgleichrichter. Die Schaltung **Bild 6.08** gehört zu dem auch als Bausatz erhältlichen Daystrom-Millivoltmeter IM - 21 E für Frequenzen von 10 Hz bis 1 MHz. In den niedrigen Meßbereichen von 10 mV (0,01 V) bis 3 V Vollausschlag wird die Eingangsspannung direkt dem Gitter des Katodenfolgers zugeführt. Für die Bereiche 10 V bis 300 V wird sie durch den Eingangsteiler im Verhältnis 1000 : 1 herabgesetzt. Der Feinteiler benutzt für diese vier Bereiche nochmals die oberen vier Anzapfungen der Widerstandskette.

Das Katodenpotential der Eingangsröhre ist durch den hohen Katodenwiderstand von 10 kΩ auf +12 V angehoben. Die rich-

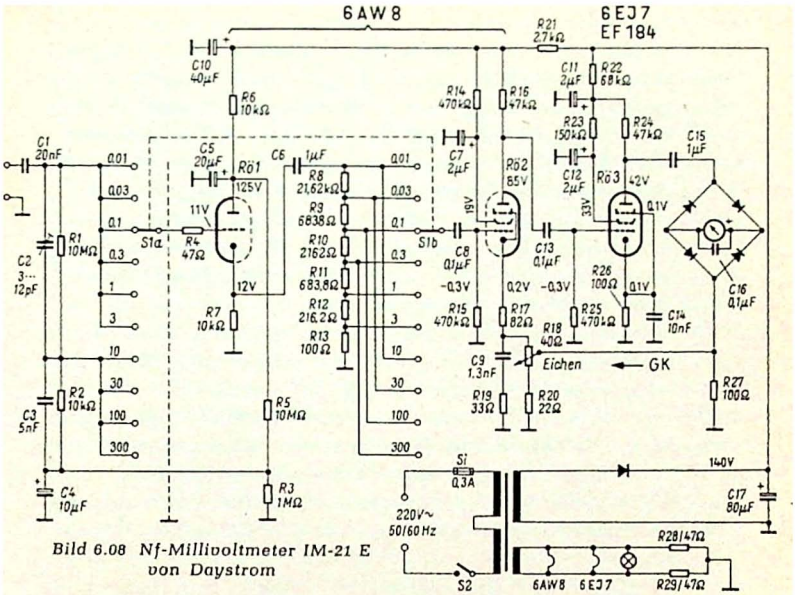


Bild 6.08 Nf-Millivoltmeter IM-21 E von Daystrom

tige Gittervorspannung wird durch Anschließen des Gitterkreises an den Spannungsteiler R 5/R 3 erzielt. Das Gitter liegt dadurch auf +11 V, und die eigentliche Vorspannung beträgt $U_g = 12 - 11 = -1$ V.

Der zweistufige Verstärker mit den Röhren Rö 2 und Rö 3 ist vom Anzeigekreis auf die Katode der Röhre Rö 2 gegengekoppelt. Dies bewirkt eine gute Stabilität und eine gleichmäßige Verstärkung im angegebenen Frequenzbereich. Der Anzeigekreis besteht aus vier Germaniumdioden in Graetz-Schaltung und einem 200-µA-Instrument mit Spannungs- und Dezibel-Skalen.

Literatur

Conrad: Nf-Millivoltmeter als Bausatz. Funkschau 1963, H. 19, S. 543.

6.09 Verstärkervoltmeter für Effektiv- und Spitzenwertanzeige

Bild 6.09.1 zeigt die Eingangsschaltung und den dreistufigen Vorverstärker des Sennheiser-Röhrenvoltmeters RV 55. Das zu messende Signal gelangt zunächst an den hochohmigen Vortei-

ler mit den Stellungen mV = Millivoltbereich und V = Voltbereiche. Die Röhre Rö 1 = EF 80 arbeitet als Katodenfolger. Der Arbeitswiderstand ist als Feinteiler mit den Bereichen 1 bis 300 ausgebildet. Je nach Stellung des Vorteilers ergeben sich damit die Meßbereiche 1 . . . 300 mV oder 1 . . . 300 V. Der Spannungsteiler wird auch vom Katodengleichstrom durchflossen. Beim Umschalten des Feinteilers können sich dadurch Schaltknackse ergeben, und der Instrumentenzeiger würde zucken. Deshalb ist jeder Spannungsteilerabgriff über ein RC-Koppelglied von 0,47 µF und 1 MΩ an den Umschalter geführt. Die Umschaltkontakte sind also gleichspannungsfrei.

Der eigentliche Vorverstärker besteht aus den Röhrensystemen Rö 2 bis Rö 4. Von der Anode der Röhre Rö 3 führt eine sorgfältig bemessene Gegenkopplung GK 1 zurück auf den Katodenwiderstand des Systems Rö 2. Mit dem 500-Ω-Trimmwiderstand in der Katodenleitung wird der Verstärkungsgrad eingestellt (etwa 80 mV am Katodenwiderstand des Systems Rö 4 für Vollausschlag). Der 5-pF-Trimmkondensator dient zur Frequenzkompensation für die obere Grenzfrequenz. Das System

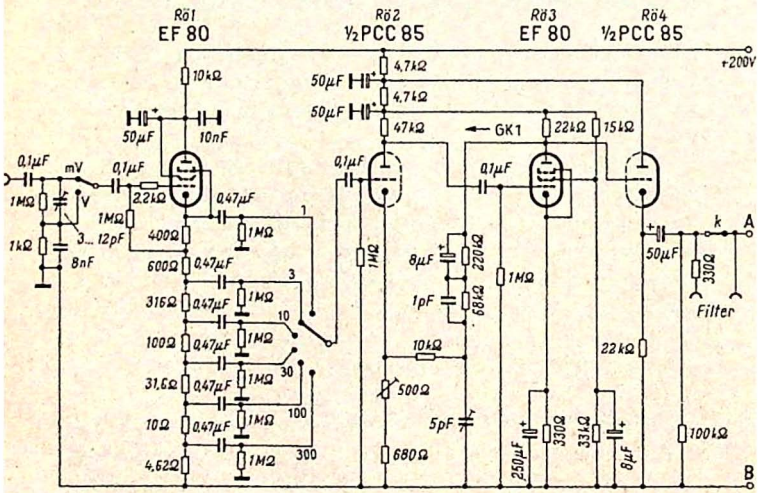


Bild 6.09.1 Eingangsteil des Sennheiser-Röhrenvoltmeters RV 55

Rö 4 ist direkt mit der Anode der Röhre Rö 3 gekoppelt. Es arbeitet als Katodenfolger mit niederohmigem Ausgang. Normalerweise ist das Röhrenvoltmeter über den geschlossenen Kontakt k zum Endverstärker durchgeschaltet. Schließt man jedoch an die Klemmen „Filter" einen Bandpaß an, dann öffnet sich der Kontakt k (Schaltbuchse). Solche Filter werden z. B. zum Ausmessen von störendem Lärm benutzt. Ein sogenanntes Ohrkurven-Bewertungsfilter unterdrückt dabei die Frequenzgebiete, die auch für das menschliche Ohr weniger stören.

Bild 6.09.2 enthält den Endverstärker und den Anzeigekreis. Der Endverstärker ist im Prinzip wie der Vorverstärker mit zwei Stufen der Gegenkopplung GK 2 und einem Katodenfolger aufgebaut. An dem 620-Ω-Widerstand in dessen Katodenleitung kann ein Meßhörer oder ein Oszillograf angeschlossen werden. Der Meßgleichrichter besteht aus einer Graetz-Brücke (4 × OA 182). Darauf folgen zwei Schaltdioden D 5 und D 6. Sie bewirken nach Bild 1.08.5 eine exakte Effektivwertanzeige, indem sie den Kondensator C 1 bei mittleren und großen Amplituden teilweise oder ganz hinzuschalten. Bei sehr tiefen Meßfrequenzen kann der Instrumentenzeiger im Takt der Schwingungen „pumpen". Zur Abhilfe läßt sich in der Schalterstellung *träge* ein 25-µF-Kondensator C 2 parallelschalten. Ferner beruhigt dieser Kondensator die Anzeige bei sehr schnell wechselnden

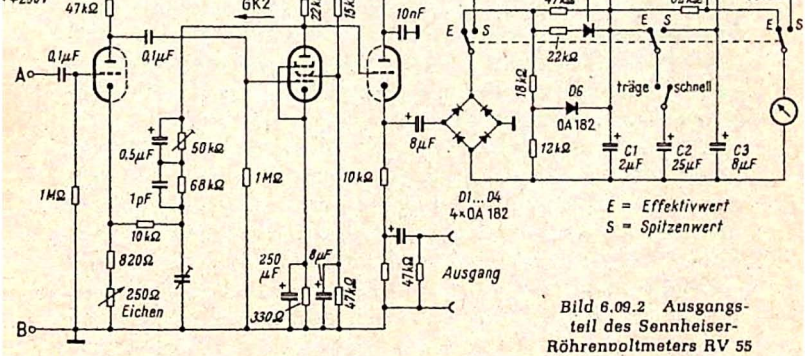


Bild 6.09.2 Ausgangsteil des Sennheiser-Röhrenvoltmeters RV 55

Meßwerten, z. B. bei Modulationsmessungen (Einstellzeit 1,5 sec.). In Stellung S des Schalters E-S werden die Dioden D 5 und D 6 umgangen, und der Kondensator C 3 wird an die Brückendiagonale gelegt. Damit tritt Spitzenwertgleichrichtung auf, und man kann Rechteckimpulse bis zu einem Tastverhältnis von 1 : 10 (Impulsbreite 1, Impulspause 10) mit maximal nur 5 % Fehler messen. In Schalterstellung *träge* wird durch Zuschalten des Kondensators C 2 wiederum die Einstellzeit erhöht.

Der Netzteil dieses elektronischen Voltmeters (Schaltung nicht dargestellt) liefert folgende Spannungen:

1. Eine elektronisch mit zwei Röhren und einer Glimmröhre stabilisierte Anodenspannung von 200 V,
2. gesiebte Gleichstromheizungen für die kritischen Röhrensysteme Rö 1 bis Rö 5 und Rö 7 (Rö 7 wegen der hochliegenden Katode),
3. normale Heizspannungen für die Röhre Rö 6 sowie für die beiden Röhren des Netzteiles,
4. eine durch eine Zener-Diode stabilisierte Eichwechselspannung zum Kontrollieren der Skaleneichung.

Eine etwas einfachere Ausführung ohne Filteranschluß ist das Sennheiser-Röhrenvoltmeter RV 56.

Literatur

Griese und *Krethe*: Die neuen Röhrenvoltmeter RV 55 und RV 56. Funktechnik 1963, H. 2, S. 41.

6.10 Breitbandröhrenvoltmeter mit symmetrischem Eingang

Bild 6.10.1 stellt die Blockschaltung des röhrenbestückten Breitband-Spannungsmessers SM-1 für 10 Hz bis 1 MHz von Wandel u. Goltermann dar. Er besteht aus Eingangsteiler, Vorverstärker, Anzeigeverstärker und Meßgleichrichter. Der Vorverstärker enthält zwei Breitbandstufen in RC-Kopplung und eine Trennstufe als Impedanzwandler. Alle drei Röhrensysteme (1 1/2 E 88 CC) sind gemeinsam gegengekoppelt. Mit einem im Gegenkopplungskanal liegenden Trimmer wird der Frequenzgang entzerrt. Der Ausgangswiderstand des gegengekoppelten Vorverstärkers hat einen Wert von 600 Ω. Dieser Ausgang ist über Schaltbuchsen mit dem Eingang des Anzeigeverstärkers verbunden. Die Schaltbuchsen dienen zum Anschalten von Filtern, um bestimmte Frequenzgebiete aus einem breiten Spektrum heraus-

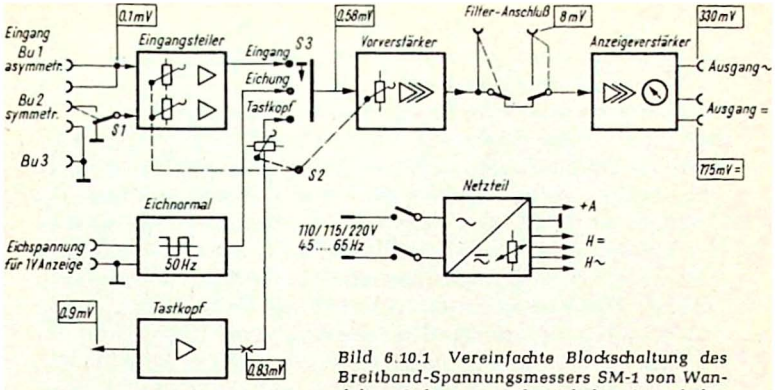


Bild 6.10.1 Vereinfachte Blockschaltung des Breitband-Spannungsmessers SM-1 von Wandel u. Goltermann; der Schalter S 1 schaltet die Bereiche 1 mV bis 300 V bzw. − 60 dB bis + 50 dB beim Arbeiten über den Eingangsteiler oder die Bereiche 1 mV bis 3 V (− 60 dB bis + 10 dB) beim Arbeiten mit dem Tastkopf. Die Spannungswerte beziehen sich auf die Wechselspannungsverstärkung

zuheben. Der Anzeigeverstärker besteht aus drei Breitbandstufen (E 88 CC, E 83 F). Sie sind ebenfalls gemeinsam gegengekoppelt. An der Katode der letzten Röhre kann die verstärkte Wechselspannung am *Ausgang* ~ abgenommen werden. An der Anode dieser Röhre ist ein Mittelwertgleichrichter angeschlossen, der das Anzeigeinstrument speist. Die gleichgerichtete Meßspannung kann an der Buchse *Ausgang* = zum Betrieb eines Registriergerätes entnommen werden.

Das Eichnormal liefert eine genau definierte 50-Hz-Spannung zum Eichen und zur Kontrolle des Röhrenvoltmeters. Diese 50-Hz-Wechselspannung wird von zwei Zener-Dioden in der Amplitude begrenzt, so daß eine sehr konstante Rechteckspannung entsteht. Die Zener-Dioden sind temperaturkompensiert. Fertigungsstreuungen werden mit Hilfe von Trimmpotentiometern ausgeglichen. Die Normalspannung wird in der Stellung *Eichung* des Meßartschalters S 3 dem Stufenteiler S 2 zugeführt. Sie liegt aber auch ständig zur Kontrolle der Eingangsstufe und des Tastkopfes an einem Buchsenpaar an der Frontplatte.

Die Anodenspannung der Verstärkerröhren ist elektronisch stabilisiert. Die Röhre im Tastkopf und die beiden ersten Eingangsstufen werden mit Gleichstrom geheizt.

In der professionellen Nachrichtentechnik liegen Tonfrequenz- und Trägerfrequenzspannungen stets symmetrisch gegen Erde. Der Breitband-Spannungsmesser SM –1 arbeitet deshalb nach **Bild 6.10.2** mit zwei vollständig symmetrisch aufgebauten Grobstufenteilern und einem Differenzverstärker im Eingang. Jeder Teiler ist für sich nochmals in zwei Stufen gegliedert. An den Anzapfungen ergibt sich jeweils eine Spannungsteilung von 100 : 1. In der in Bild 6.10.2 dargestellten Schalterstellung S 1 werden die Signale an den Meßklemmen Bu 1 und Bu 2 direkt zu den Gittern der Eingangsröhre durchgeschaltet. Dabei ergeben sich mit dem Feinteiler im Hauptteil die Meßbereiche 1 mV, 3 mV, 10 mV und 30 mV Vollausschlag. Zum Umschalten der Spannungsteiler dienen kapazitätsarme Hochfrequenzrelais. Zieht Relais rel 1 an, dann wird im anliegenden Spannungsteiler die Eingangsspannung im Verhältnis 100 : 1 unterteilt. Man erhält die Meßbereiche 100 mV, 300 mV, 1 V und 3 V. Zieht zusätzlich Relais 2 an, dann wird insgesamt im Verhältnis 100 · 100 : 1 = 10 000 : 1 herabgeteilt, und in Verbindung mit

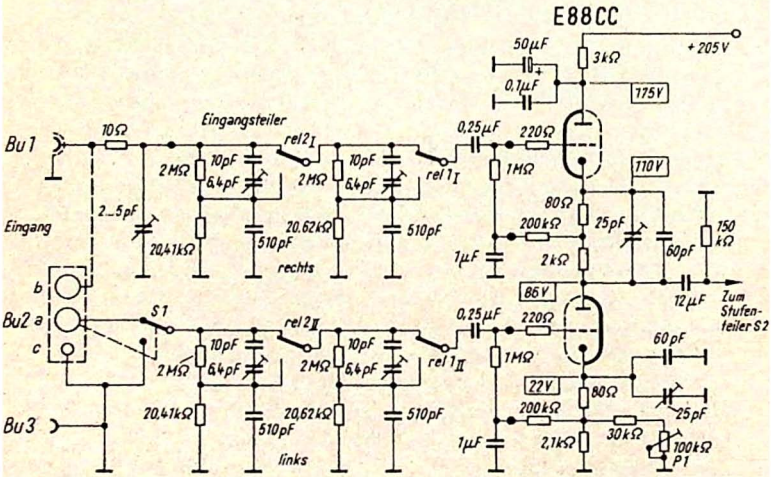


Bild 6.10.2
Eingangsteiler und Eingangsstufe des Breitband-Spannungsmessers SM-1

dem Feinteiler ergeben sich die Meßbereiche 10 V, 30 V, 100 V und 300 V. Der Bereichschalter schaltet jedoch in einem Zuge von 1 mV bis 300 V durch. In den jeweiligen Schaltstellungen werden lediglich zusätzlich die Gleichstromsteuerleitungen der Hochfrequenzrelais betätigt. Durch diese Anordnung werden Vor- und Feinteiler wirksam entkoppelt, und der Vorteiler kann räumlich günstig und kapazitätsarm untergebracht werden.

Die Widerstände des Vorteilers sind mit temperaturkompensierten Kondensatoren überbrückt. Sie übernehmen oberhalb von 10 kHz die Spannungsteilung. Mit dem Trimmer 2 ... 5 pF wird die Eingangskapazität symmetriert. Die beiden Eingangsröhrensysteme liegen in Reihe. Dadurch bleibt bei gleichphasiger Steuerung der Gitter das Potential an der Anode des unteren Röhrensystems konstant. Das bedeutet, daß unsymmetrische Meßspannungen bei symmetrischer Messung unterdrückt werden.

Für unsymmetrischen Betrieb wird die Meßspannung an die Buchsen Bu 1 und Bu 3 angelegt und somit nur das obere System ausgesteuert. Bei symmetrischem Betrieb werden beide Systeme ausgesteuert. Die in Serie geschalteten Röhrensysteme bilden daraus eine einseitig geerdete Spannung für den Stufenteiler S 2. Das Potentiometer P 1 dient zum Einstellen der Eingangssymmetrie bei tiefen, die Trimmer an den Katoden der beiden Röhrensysteme zum Symmetrieren bei hohen Frequenzen.

Mit dem Betriebsartenschalter S 3 kann wahlweise der beschriebene symmetrische Eingangsteiler, die Eichspannung oder der Tastkopf an den Stufenteiler S 2 angeschlossen werden.

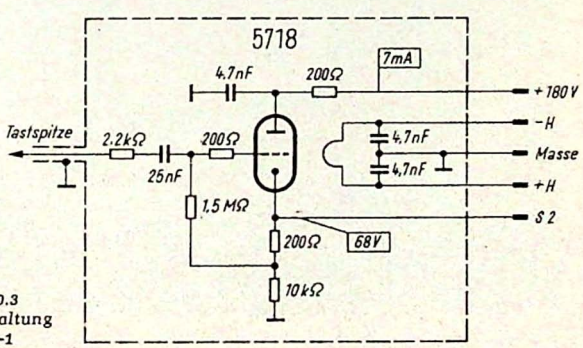


Bild 6.10.3
Tastkopfschaltung
des SM-1

Der Tastkopf **Bild 6.10.3** erlaubt Messungen im gesamten Frequenzbereich, da er sich ohne störende Zuleitungen dicht an den Meßpunkt heranbringen läßt. Er hat als Katodenfolgestufe mit etwa 20 MΩ einen wesentlich höheren Eingangswiderstand und mit rund 6 pF eine erheblich kleinere Eingangskapazität als die beiden anderen Eingänge. Bei Tastkopfbetrieb entfallen die Meßbereiche von 10 V bis 300 V, da die Tastkopfröhre so hohe Eingangsspannungen nicht verarbeiten kann.

Literatur

Limann: Eingangsschaltungen für Breitbandröhrenvoltmeter. Elektronik 1964, H. 10, S. 301.

6.11 Ein Verstärker-Röhrenvoltmeter mit 1 % Genauigkeit

Dieses von der Firma Marconi Instruments gebaute Verstärkervoltmeter **(Bild 6.11.1)** mißt Spannungen von 0,1 mV bis 300 V im Frequenzbereich von 10 Hz bis 5 MHz, also bis zum Videofrequenzgebiet. Zwischen 50 Hz und 500 kHz beträgt die Genauigkeit 1 %. Dabei schwankt die Ablesung bei Netzspannungsänderungen von 10 % weniger als ± 2 %. Anhand der Blockschaltung und eines Schaltbildauszuges soll der elektrische Auf-

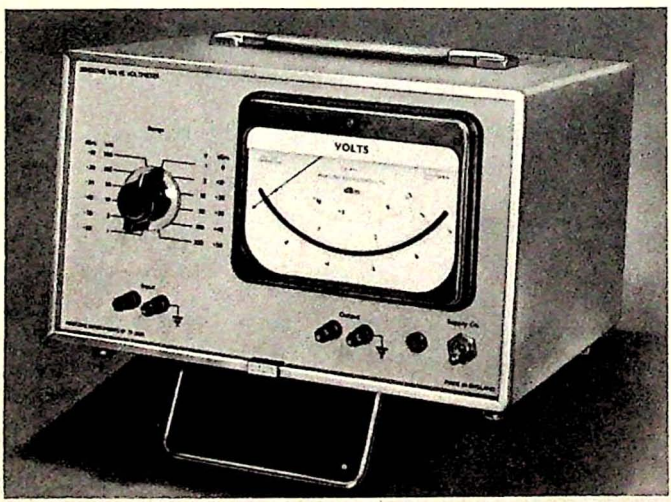


Bild 6.11.1 Ansicht des Verstärkervoltmeters TF 2600 von Marconi-Instruments

bau erläutert werden. **Bild 6.11.2** zeigt die Grundschaltung. Am Eingang befindet sich der hochohmige frequenzkompensierte RC-Spannungsteiler mit einem Teilerverhältnis von 1000 : 1. Der Umschalter trägt die Bezeichnungen mV = Millivolt und V = Volt. Die volle oder die herabgeteilte Eingangsspannung gelangt dann an das Steuergitter des Katodenfolgers, Röhre 1. Sein Katodenwiderstand ist als niederohmiger Feinteiler ausgebildet. Je nach der Schalterstellung des Vorteilers bedeuten die Zahlen an diesem Feinteiler die Meßbereiche in Millivolt oder in Volt für Vollausschlag des Instrumentes. Daraus ergibt sich, daß bei einem Verstärkungsgrad von rund 1 für den Katodenfolger beim Messen niemals mehr als 300 mV am Eingang des Katodenfolgers und nicht mehr als 1 mV am Eingang des Breitbandverstärkers zu liegen kommen. Damit werden diese Stufen keinesfalls übersteuert.

In der Praxis werden beide Teiler durch einen gemeinsamen Schalter so betätigt, daß sich zwölf aufeinanderfolgende Bereiche ergeben (vgl. Bild 6.11.1 und die **Tabelle** der technischen Daten).

Auf den Feinteiler folgt der vierstufige Breitbandverstärker. Er ist über alle Stufen hinweg vom Meßgleichrichter zur Katode der Röhre 2 gegengekoppelt. Um bei dieser starken Gegenkopplung jede Schwingneigung zu unterbinden, sind die Zeitkonstanten der Koppelglieder und der Katodenkombinationen gestaffelt

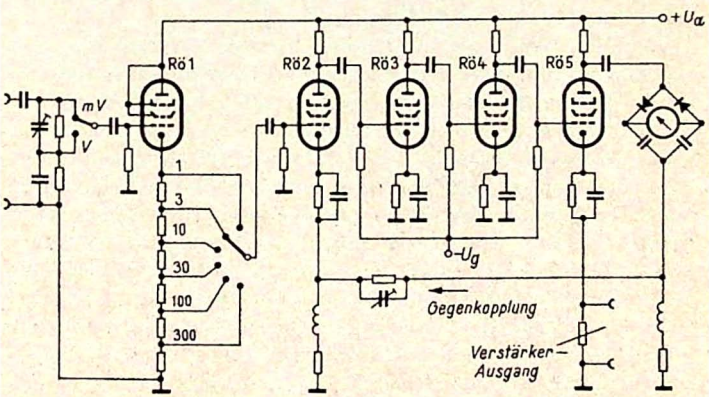


Bild 6.11.2 Prinzipschaltung des Verstärkervoltmeters TF 2600

Tabelle *Technische Daten des Voltmeters TF 2600*

Meßbereiche

1 – 3 – 10 – 30 – 100 – 300 mV und
1 – 3 – 10 – 30 – 100 – 300 V Skalen-Endwert
kleinster ablesbarer Wert 0,01 mV $\approx$ 10 µV
–72 bis +52 dB in Stufen von 10 dB (0 dB = 1 mW an 600 Ω = 0,775 V)

Frequenzgang	Meßfehler (vom Endwert)
10 Hz ... 20 Hz	±5 %
20 Hz ... 50 Hz	±2 %
50 Hz ... 500 kHz	±1 %
500 kHz ... 1 MHz	±2 %
1 MHz ... 2 MHz	±3 %
2 MHz ... 5 MHz	±5 %

Temperaturkoeffizient
Bis zu +50 °C
Raumtemperatur $2 \cdot 10^{-4}/°C$

Eingangsimpedanz
Für Voltbereiche 10 MΩ || 16 pF
Für Millivoltbereiche 10 MΩ || 30 pF

Breitbandverstärker
Frequenzbereich 10 Hz ... 10 MHz (Frequenzgang etwa –6 dB bei 10 MHz)
Ausgangsimpedanz rund 50 Ω

ausgelegt. Sie sind also für jede Stufe anders bemessen, andernfalls bestände die Gefahr, daß sich für das gesamte System bei irgendeiner Frequenz eine Phasendrehung von 180° ergäbe. Das bedeutet, daß die Anordnung als Phasenschieber-RC-Generator zu schwingen beginnen würde.

Vielfach ordnet man bei solchen Breitbandverstärkern mehrere Gegenkopplungen jeweils nur über zwei Stufen hinweg an, weil sich dann die Schwingneigung besser beherrschen läßt. Bei Marconi hat man sich für den schwierigeren Weg entschieden. Jedes gegengekoppelte System behält nämlich eine restliche gewisse Unstabilität des Verstärkungsfaktors. Bei zwei hintereinander geschalteten Systemen multiplizieren sich diese Unstabilitäten. Bei der Anordnung nach Bild 6.11.2 mit nur einer Gegenkopplung über alle Stufen hinweg ergibt sich bei richtiger Bemessung eine höhere Gesamtstabilität der Verstärkung.

Bei einer solchen Anordnung liegt die Frage nahe, ob man nicht zwei solcher Verstärkerstufen mit Vorstufenpentoden besser durch *eine* Stufe mit einer hochsteilen Videoverstärkerröhre ersetzen könnte. Eine solche Röhre ergibt bekanntlich in Fern-

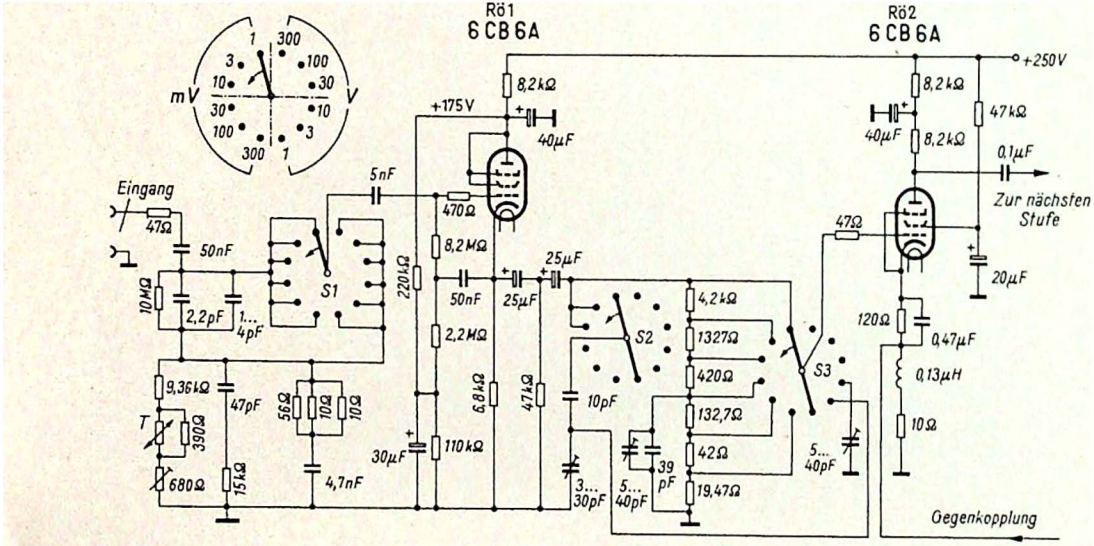


Bild 6.11.3 Ausführliche Schaltung des Eingangsteiles

sehempfängern ebenfalls Bandbreiten bis über 5 MHz. Die Lösung wäre jedoch unwirtschaftlich. Diese Röhren benötigen einen viel höheren Anodenstrom und würden dabei niemals voll ausgesteuert werden. Außerdem wäre der Verstärkungsgrad infolge der hohen Katodenbelastung durch den großen Anodenstrom weniger stabil. Beim Fernsehen spielt das keine Rolle, aber bei einem Meßverstärker würde dadurch die Eichung gefährdet. Die größere Anodenverlustleistung einer solchen Endröhre heizt außerdem das gesamte Gerät mehr auf und bewirkt unter Umständen eine störende Temperaturdrift.

Von der Anode der letzten Verstärkerstufe in Bild 6.11.2 gelangt das Signal zum Meßgleichrichter. Die letzte Stufe arbeitet außerdem noch als Katodenverstärker und liefert eine getrennte Spannung an zwei Ausgangsbuchsen. Hiermit kann das Gerät als Breitbandmeßverstärker für Frequenzen bis 10 MHz bei einem maximalen Verstärkungsgrad von 150 verwendet werden.

Bild 6.11.3 zeigt die vollständige Schaltung des Katodenfolgers am Eingang mit den beiden Spannungsteilern sowie die erste Breitbandverstärkerstufe. Durch verschiedene Korrekturglieder werden beide Teiler frequenz- und temperaturkompensiert. So enthält der Vorteiler sogar einen selbstregelnden temperaturabhängigen Widerstand, um die Temperatureinflüsse auszugleichen.

Der zweite Teiler liegt nicht direkt in der Katodenleitung, sondern er ist kapazitiv angekoppelt. Dadurch wird er gleichstromfrei, denn in der Katodenzuleitung selbst fließt der Anodenstrom der Röhre. Würde man dort mit einem Stufenschalter auf verschiedene Anzapfungen umschalten, dann ergäben sich Stromstöße, und das Instrument würde ruckartig ausschlagen. Dieses Instrument trägt zwei Spannungsskalen von 0 bis 1 und von 0 bis 3. Sie haben jedoch nicht den gleichen Vollausschlag, sondern sie sind am Ende so gestuft, daß die 3-V-Skala eigentlich einen Meßbereich von $1 : \sqrt{10} = 1 : 3{,}16$ ergeben würde. Das bringt für Pegelmessungen den Vorteil, daß jeder Meßbereich gegenüber dem vorigen um genau 10 dB verschoben ist. Für solche Pegelmessungen ist außerdem eine dB-Skala vorhanden mit dem international üblichen Pegel 0 dB = 1 mW an 600 Ω = 0,775 V.

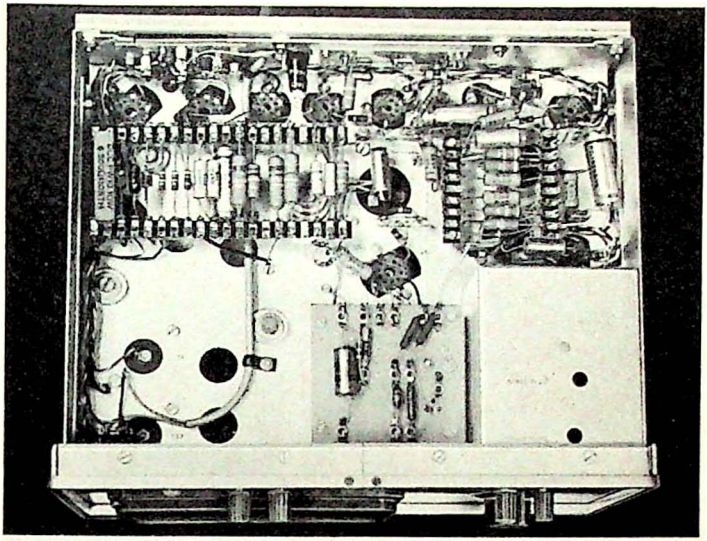


Bild 6.11.4 Unteransicht des Chassis des Verstärkervoltmeters TF 2600

Bei einem elektronischen Vielfachmesser ergeben sich mehr Fehlerquellen als bei einem einfachen Drehspulvoltmeter. Neben dem Temperatureinfluß auf die verschiedenen Arten von Spannungsteilerwiderständen (Schichtwiderstände für die hohen, Drahtwiderstände für die niedrigen Werte) kommen die Einflüsse von Netzspannungsschwankungen, Röhrenalterungen und Temperaturdrift der Meßdioden. Um so beachtlicher ist, daß für dieses Gerät die Fehler in einem großen Gebiet bis auf 1 % eingeengt werden konnten. Die Sorgfalt, die hierfür aufgewendet werden mußte, sieht man dem Schaltungsaufbau in **Bild 6.11.4** kaum an.

Mit einem Voltmeter dieser Art kann man daher im Labor beispielsweise exakt die Verstärkungsgrade und Durchlaßkurven von AM-Zf-Verstärkern (460 kHz) oder von Videoverstärkern ausmessen.

Literatur

Crawford: A 1 % Sensitive Valve Voltmeter. Marconi-Instrumentation. Dezember 1962, S. 192.

Limann: Elektronische Breitbandvoltmeter. Funkschau 1964, H. 20, S. 537.

6.12 Zehnstufiges Breitband-Röhrenvoltmeter

Bei diesem Hf-Millivoltmeter Typ UVH von Rohde & Schwarz **(Bild 6.12.1)** ist der Frequenzbereich bis 30 MHz ausgedehnt. Dies erfordert insgesamt zehn Verstärkerstufen. Die stark vereinfachte Schaltung ist in **Bild 6.12.2** dargestellt. Die Stufen des Breitbandverstärkers (Röhren Rö 2 bis Rö 10) sind über

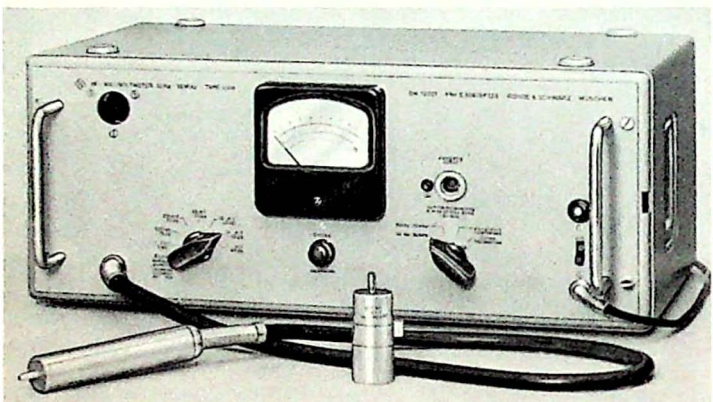


Bild 6.12.1 Hf-Millivoltmeter Typ UVH von Rohde & Schwarz

π-Glieder mit einer Längsdrossel gekoppelt, um die Verstärkung bei hohen Frequenzen anzuheben, ähnlich wie im Videoteil von Fernsehempfängern. Die ohmschen Anodenwiderstände betragen meist nur 370 Ω. Das ergibt bei den verwendeten kommerziellen Röhren vom Typ 18 042 mit einer Steilheit $S = 9$ mA/V je Stufe eine Verstärkung von

$$V = S \cdot R_a = 9 \cdot 10^{-3} \cdot 370 \approx 3{,}3$$

Um bei den höchsten Frequenzen keine Verluste durch Meßleitungen zu bekommen, ist der Katodenfolger am Eingang als schlanker Tastkopf ausgebildet (in Bild 6.12.1 links vorn). Damit kann man dicht an die Meßpunkte herangehen. Um weiterhin Verluste durch einen umschaltbaren Vorteiler am Tastkopf zu vermeiden, ist hier ein getrennter kapazitiver Aufsteckteiler mit einem Teilverhältnis von 100 : 1 vorgesehen (in Bild 6.12.1

vorn in der Mitte). Er wird im Bedarfsfall auf den Tastkopf aufgesteckt und erweitert die normalen Meßbereiche von 1 mV bis 1 V Vollausschlag auf 100 mV bis 100 V Vollausschlag.

Die Ausgangsspannung des Tastkopfes bzw. Katodenfolgers wird über ein auf beiden Seiten richtig mit dem Wellenwiderstand abgeschlossenes Kabel einem abschaltbaren Hochpaß und dann einem weiteren Vorteiler zugeführt (Bild 6.12.2) Durch Einschalten der beiden Widerstände R 1 und 2 des zweigliedrigen Hochpasses wird die untere Grenzfrequenz von 30 Hz auf etwa 10 kHz hinaufgesetzt. Damit lassen sich dann auch Hf-Spannungen mit niederfrequenten Störanteilen einwandfrei messen. So wird z. B. eine eingesikkerte 50-Hz-Störspannung um mehr als 40 dB abgeschwächt.

Auf den Hochpaß und den Vorteiler folgen die beiden Breitbandverstärkerstufen Rö 2 und Rö 3. Der Anodenwiderstand R 6 der Röhre 3 hat einen Wert von nur 160 Ω. Die Entzerrerdrossel liegt hier im Fußpunkt des Widerstandes. Diese 160 Ω dienen als niederohmiger Quellwi-

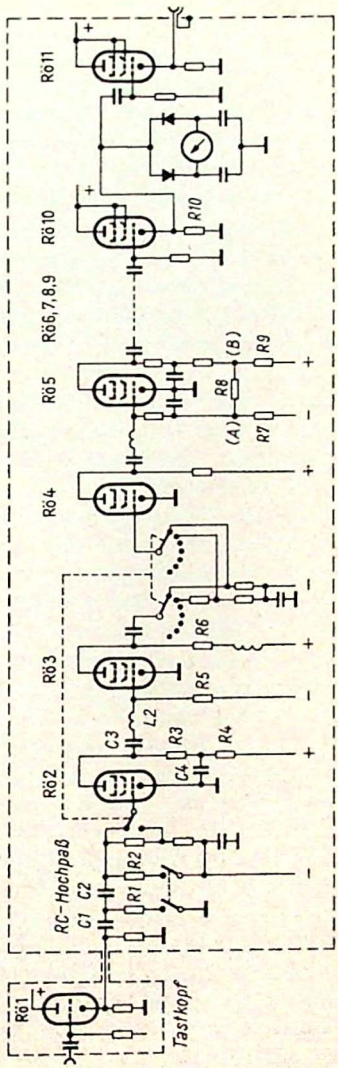


Bild 6.12.2 Vereinfachte Prinzipschaltung des Hf-Millivoltmeters UVH

derstand für den siebenstufigen Feinteiler. Die Verstärkung der Röhre 3 ist dabei mit $V = 9 \cdot 10^{-3} \cdot 160 \approx 1{,}5$ immer noch etwas günstiger als bei einem Katodenfolger. Die Schaltarme des Vorteilers und Feinteilers sind mechanisch gekuppelt. Damit ergeben sich die in der **Tabelle** angezeigten Meßbereiche. Der zweistufige Vorteiler wirkt nur in den Bereichen mit 100 mV, 300 mV und 1 V Vollausschlag. In den anderen Bereichen gelangt das Signal direkt zum Gitter der Röhre 2.

Die Röhre 10 ist als Katodenverstärker geschaltet, damit der Meßgleichrichter mit dem Eingangswiderstand R_e an einen möglichst kleinen Innenwiderstand R_i angekoppelt wird. Dadurch wird der durch die Gleichrichtung verursachte Klirrfaktor möglichst gering, denn er hängt hauptsächlich vom Verhältnis R_i/R_e ab.

Das Diodenvoltmeter mißt Spitze-zu-Spitze-Werte. Das Anzeigeinstrument ist jedoch in Effektivwerten geeicht. Der Katodenverstärker mit seinem niederohmigen Katodenwiderstand R 10 = 460 Ω bewirkt gleichzeitig, daß sowohl die negativen als auch die positiven Halbwellen der dem Meßgleichrichter zugeführten Spannung bei beliebig hohen Eingangsspannungen stark begrenzt werden. Hierdurch wird das Anzeigeinstrument keinesfalls mehr als mit dem dreifachen Betrag seines Nennstromes belastet, obwohl eine fünffache Überlastung zulässig wäre.

Alle Anoden- und Schirmgitterspannungen werden durch einen elektronisch stabilisierten Netzteil konstant gehalten. Verstärkungsschwankungen durch Heizspannungsänderungen werden für die Stufen mit den Röhren Rö 2 bis Rö 9 durch je eine Kompensationsschaltung verhindert. Sie ist in Bild 6.12.2 für die Röhre 5 dargestellt. Dem Widerstand R 7 wird hierbei eine negative stabilisierte Spannung, dem Widerstand R 9 die positive Anodenspannung zugeführt. Über den zwischen den Punkten A und B liegenden Widerstand R 8 entsteht dadurch die negative Gittervorspannung der Röhre.

Sinkt nun z. B. die Heizspannung und damit auch die Verstärkung, so wird der Spannungsabfall am Widerstand R 9 durch den zurückgehenden Anodenstrom kleiner. Damit wird die Spannung am Punkt B mehr positiv und die Gitterspannung am Punkt A weniger negativ, so daß die Verstärkung

Tabelle *Technische Daten des Hf-Millivoltmeters Typ UVH*

Frequenzbereich: 30 Hz . . . 30 MHz
bei eingeschaltetem Hochpaß 10 kHz . . . 30 MHz

Spannungs- bzw. Pegelmeßbereich (0 dB = 1 V!)

ohne Vorteiler	0,1 . . . 1 mV	bzw. —80 . . . —58 dB	
	0,3 . . . 3 mV	—70 . . . —48 dB	
	1 . . . 10 mV	—60 . . . —38 dB	
	3 . . . 30 mV	—50 . . . —28 dB	
	10 . . . 100 mV	—40 . . . —18 dB	mit Vorteiler
	30 . . . 300 mV	—30 . . . — 8 dB	
	0,1 . . . 1 V	—20 . . . + 2 dB	
	0,3 . . . 3 V	—10 . . . +12 dB	
	1 . . . 10 V	0 . . . +22 dB	
	3 . . . 30 V	+10 . . . +32 dB	
	10 . . . 100 V	+20 . . . +42 dB	

Fehlergrenzen der Spannungsanzeige
bei 10 kHz und 1 V ±3 % vom Endwert bei Sinusform

Frequenzgang der Anzeige
bezogen auf 10 kHz ±5 %

Rauschspannung, auf den Eingang bezogen, rund 60 µV

Eingangsimpedanz

bei	30 Hz	100 kHz	1 MHz	10 MHz	30 MHz
	800 kΩ	700 kΩ	600 kΩ	100 kΩ	15 kΩ
mit Vorteiler	7 MΩ	6 MΩ	5 MΩ	1,5 MΩ	1 MΩ

Parallelkapazität ohne Vorteiler jeweils 10 pF, mit Vorteiler 5 pF

(Es empfiehlt sich also, stets mit dem Aufsteckvorteiler zu messen, wenn die Meßspannung dafür ausreicht)

Literatur

Limann: Elektronische Breitbandröhrenvoltmeter. Funkschau 1964, H. 20, S. 537.

---

wieder ansteigt. Durch passende Bemessung der Widerstände wurde erreicht, daß sich die Gesamtverstärkung bei einer Heizspannungsschwankung zwischen −10 % und +5 % um nicht mehr als ±5 % ändert. Bei länger andauernden Über- oder Unterspannungen kann dieser Fehler durch eine Nacheichung vollständig beseitigt werden.

Um die verstärkte Wechselspannung für weitere Meßzwecke, z. B. zum Oszillografieren, zu entnehmen, ist nach dem Diodenvoltmeter ein weiterer Katodenverstärker mit der Röhre 11 vorgesehen. Er entkoppelt den Ausgang wirksam vom Meßgleichrichter, so daß ungünstige Belastungen an den Ausgangsklemmen die Spannungs- bzw. Pegelanzeige nicht beeinflussen. Die Leerlaufausgangsspannung beträgt etwa 1 V bei Vollausschlag des Diodenvoltmeters.

Mit einer Schaltung nach Bild 6.12.2 dürfte derzeit die Grenze des sinnvollen Aufwandes für ein Breitband-Millivoltmeter erreicht sein. Um kleine Spannungen bei noch höheren Frequenzen zu messen, geht man wieder auf das Prinzip des Diodenvoltmeters zurück (UHF-Voltmeter bis 1500 MHz), oder man benutzt selektive Voltmeter nach dem Superhetprinzip (Feldstärkemesser) und stimmt jeweils auf die Meßfrequenz ab.

7 Gleichspannungs-Millivoltmeter mit Zerhackerbetrieb

7.01 Grundlagen von Zerhackerverstärkern

Die in Kapitel 4 behandelten Gleichspannungsvoltmeter mit direkt gekoppelten Verstärkerstufen haben selbst bei sorgfältiger Bemessung den Nachteil, daß kleine Verschiebungen eines Arbeitspunktes den elektrischen Nullpunkt ändern. Er muß deshalb öfter kontrolliert und nachgestellt werden. Diese Nullpunktwanderung mag bei reinen Spannungsmessungen in der Elektrotechnik unerheblich erscheinen, weil man gewohnt ist, an einem elektronischen Voltmeter den Nullpunkt zwischendurch zu korrigieren. Die Nullpunktdrift ist jedoch gänzlich unzulässig beim Messen nichtelektrischer Größen, besonders wenn stetig über größere Zeiträume gemessen oder registriert wird. Dies gilt beispielsweise für Druck- und Dehnungsmessungen an Bauwerken oder Maschinenfundamenten, bei der Temperaturüberwachung mit Thermoelementen oder in der Medizin beim Messen kleinster Gehirn- oder Herzströme. Ein unsicherer Nullpunkt stellt in diesen Fällen die gesamte Meßreihe in Frage.

Dagegen bleiben bei Wechselstromverstärkern Verschiebungen des Arbeitspunktes in weiten Grenzen ohne Einfluß auf den Ausgang, und man kann die Verstärkung durch weitere Stufen bis zur Rauschgrenze erhöhen. Deshalb wandelt man für hochempfindliche Gleichspannungsvoltmeter und für Meßverstärker das zu messende Gleichspannungssignal in eine proportionale Rechteckwechselspannung um. Diese wird in einem empfindlichen Verstärker verstärkt und dann wieder gleichgerichtet und angezeigt. Arbeitet der Gleichrichter am Ausgang phasenrichtig zum Wechselrichter am Eingang, liefert er also für einen positiven Spannungssprung am Eingang einen verstärkten positiven Sprung am Ausgang, dann wird die Eingangsspannung auch vorzeichenrichtig angezeigt. Wird am Ausgang nur gleichgerichtet, also nur der Betrag ohne Vorzeichen registriert, dann muß eventuell eine besondere Vorzeichenanzeige eingebaut werden.

Als Vorrichtungen zum „Zerhacken" der Gleichspannung in Wechselspannungsimpulse haben sich für elektronische Voltmeter vier Verfahren herausgebildet:

Mechanische Zerhacker (Chopper)
Transistorzerhacker
Lichtelektrische Zerhacker
Zerhacker mit Kapazitätsdioden

Bild 7.01.1 zeigt die Blockschaltung eines Zerhackervoltmeters. Die Gleichspannung wird in der Eingangsstufe zerhackt, dann in einem Wechselspannungsverstärker verstärkt, gleichgerichtet und angezeigt. Zum Betrieb des Zerhackers und des Phasengleichrichters ist ein Rechteckspannungsgenerator notwendig.

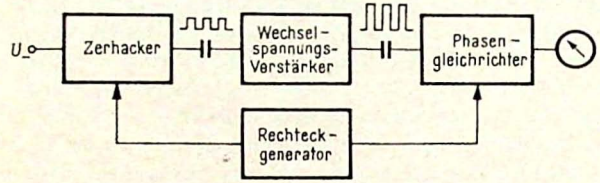


Bild 7.01.1 Blockschaltung eines Zerhackervoltmeters

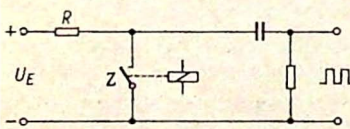


Bild 7.01.2 Mechanischer Zerhacker

Bei einem mechanischen Zerhacker ordnet man den Zerhackerkontakt Z nach **Bild 7.01.2** hinter einem hochohmigen Vorwiderstand an. Dieser bestimmt den Eingangswiderstand des Voltmeters und wird in üblicher Weise als Spannungsteiler zum Umschalten auf mehrere Meßbereiche ausgebildet. Der Zerhackerkontakt wird durch die Treibspule von der Treib- oder Schaltspannung aus betätigt. Im einfachsten Fall dient dazu die 50-Hz-Frequenz des Lichtnetzes, denn bei einem mechanischen Zerhacker ist keine Rechteck-Schaltspannung erforderlich. Die Rechteckform kommt beim Meßsignal bereits dadurch zustande, daß der Zerhackerkontakt nur offen oder nur geschlossen sein kann.

Parallel zu den Anschlüssen in Bild 7.01.2 erscheint bei offenem Kontakt Z die volle Spannung des Meßsignales. Bei geschlossenem Kontakt Z bricht sie auf den Wert Null zusammen. Solche mechanischen Zerhacker mit zusätzlichem Kontaktpaar für den phasenrichtigen Gleichrichter am Ausgang werden z. B. von der Firma Kaco, Heilbronn, als geschlossene Bausteine für Antriebsfrequenzen von 50 Hz oder 400 Hz geliefert.

Bei elektronischen Zerhackern erzeugt ein kleiner Röhren- oder Transistor-Oszillator die Rechteckspannung zum Treiben bzw. Schalten des Zerhackers und des Phasengleichrichters.

Beim Transistorzerhacker nach **Bild 7.01.3** verwendet man die Emitter-Kollektorstrecke eines Schalttransistors als Schaltkon-

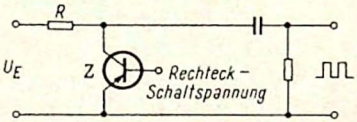
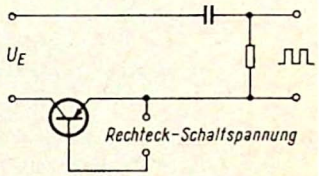


Bild 7.01.3 Transistorzerhacker parallel zu den Eingangsklemmen



Rechts: Bild 7.01.4 Transistorzerhacker in einer Eingangsleitung

takt Z. Mit Hilfe einer Rechteckspannung an der Basis schaltet man diese Strecke periodisch durch oder trennt sie auf. Damit ergibt sich die gleiche Wirkung wie im vorhergehenden Bild bei dem mechanischen Kontakt. Die zu messende Spannung wird am Eingang des Verstärkers abwechselnd freigegeben oder kurzgeschlossen.

Allerdings ist der Transistor kein idealer Schalter, sondern auch im durchgeschalteten Zustand verbleibt ein gewisser Restwiderstand. Sein Wert hängt zudem wie die meisten Halbleiterdaten von der Temperatur ab und bringt damit eine Meßunsicherheit in die Anordnung hinein.

Man kann auch nach **Bild 7.01.4** die Schaltstrecke des Transistors in eine der Meßzuleitungen legen. Dann wird die Meßspannung U_E abwechselnd zum Verstärkereingang durchgeschaltet oder abgetrennt.

Bild 7.01.5 vereinigt beide Möglichkeiten. Die beiden Transistoren werden durch die Schaltfrequenz so gesteuert, daß die

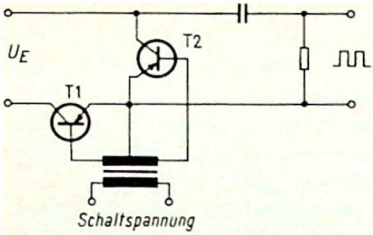


Bild 7.01.5 Kombination der beiden vorhergehenden Bilder

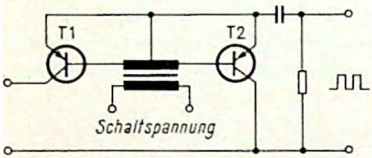


Bild 7.01.6 Andere Darstellungsweise eines Transistorzerhackers

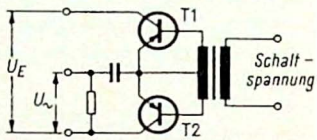


Bild 7.01.7 Transistorzerhacker in Gegentaktdarstellung

Meßspannung abwechselnd über den Transistor T 1 zum Verstärker durchverbunden oder abgetrennt wird. Während sie abgetrennt ist, wird außerdem der Verstärkereingang durch den Transistor T 2 kurzgeschlossen. In dieser Schaltung wirken sich die Restwiderstände der Transistoren weniger störend aus. Ferner hat der kurzgeschlossene Verstärkereingang während der Sperrphase den Vorteil, daß er keine Störspannungen aufnimmt. Das ist wichtig, weil sonst leicht die Schaltfrequenz des Zerhackers auf die leerlaufenden Eingangsklemmen übersprechen kann. Der Verstärker wird „angebrummt".

Die Schaltung Bild 7.01.5 wird bisweilen anders gezeichnet, nämlich in der Darstellung **Bild 7.01.6** oder **7.01.7**. Sie wirkt also als Gegentaktschaltung für die Eingangsspannung U_E und für die Schaltspannung. Dagegen ist der Ausgang unsymmetrisch.

Literatur

Meyer-Brötz: Modulatoren zur Umsetzung sehr kleiner Gleichspannungen in Wechselspannungen. Elektronik 1960, H. 2, S. 59.

Beug und *Eggners:* Gleichstromverstärker mit Transistorzerhacker. Transistoren in der Industrie, AEG-Handbücher, Band 5, 1961, S. 151.

Wilke: Einfache Gleichspannungsverstärker mit Halbleiter-Bauelementen. Elektronik 1962, H. 9, S. 267.

Gelder: Der Transistor als Schalter. Franckhsche Verlagshandlung, Stuttgart 1963. S. 70, Transistor-Chopper.

7.02 Gleichspannungs-Millivoltmeter mit mechanischem Zerhacker

Die Schaltung **Bild 7.02** zeigt vereinfacht eine ältere Ausführung eines mit Batterieröhren bestückten Gleichspannungsröhrenvoltmeters Typ Philips GM 6010. Der Zerhackerkontakt Z wird mit 70 Hz von einem im Bild nicht dargestellten Oszillator mit einer weiteren Röhre DAF 41 angetrieben. Die verstärkte Ausgangsspannung wird durch denselben Zerhacker wieder gleichgerichtet.

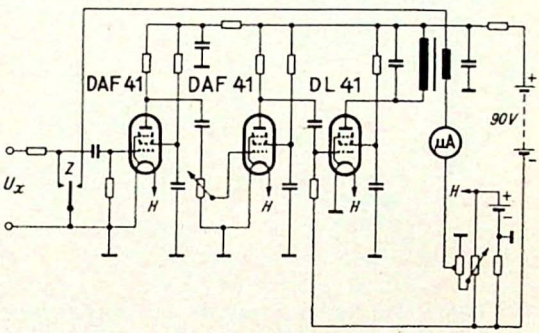


Bild 7.02 Gleichspannungs-Millivoltmeter mit mechanischem Zerhacker

Bei einer neueren Ausführung Philips GM 6020 wird nur die Eingangsspannung zerhackt, und am Ausgang wird über eine Graetz-Schaltung gleichgerichtet. Der Zeiger schlägt also immer nach rechts aus. Die Polarität der zu messenden Spannung wird durch zwei Abstimmanzeigeröhren angegeben, die von der Eingangsspannung aus gesondert gesteuert werden.

Literatur

Biermaß und *Michels:* Ein elektronisches Millivoltmeter für Gleichspannung. Philips Techn. Rdsch. August 1954, H. 54.

7.03 Phasenrichtige Gleichrichter

Soll die Ausgangsspannung vorzeichenrichtig angezeigt werden, dann ist ein phasenrichtig gesteuerter Gleichrichter vorzusehen. Dazu können Paare von Röhren oder Schalttransistoren

dienen, die am Gitter bzw. an der Basis von der gleichen Treibspannung gesteuert werden wie der Eingangszerhacker. Man kann aber auch Dioden zum Gleichrichten verwenden und diese durch eine genügend hohe Rechteckschaltspannung im richtigen Sinn steuern.

Bild 7.03.1 zeigt einen gesteuerten Röhrengleichrichter. Das verstärkte Meßsignal U_M wird den Gittern der beiden Röhren über einen Gegentaktübertrager zugeführt. Als Anodenspannung

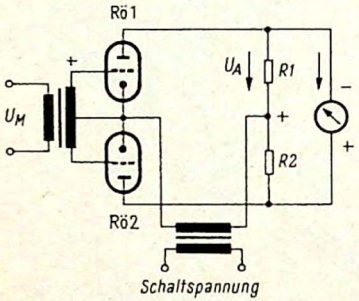


Bild 7.03.1 Gesteuerter Röhrengleichrichter

der Röhren dienen die Rechteckimpulse der Schaltspannung, die auch den Zerhacker betätigt. Die Röhren können nur durchschalten.

a: wenn sie am Gitter positiv aufgetastet werden,

b: wenn gleichzeitig ein positiver Schaltimpuls an der Anode liegt.

Man kann daher jede Röhrenstrecke nach der Ausdrucksweise der Elektronik auch als *Koinzidenzschaltung* bezeichnen.

Angenommen, am Eingang des Verstärkervoltmeters liegt eine positiv gerichtete Spannung. Sie erzeuge einen positiv gerichteten Schaltimpuls am Gitter der oberen Röhre. Gleichzeitig soll der positive Schaltimpuls aus der Treibspannung an dem Verzweigungspunkt der beiden ohmschen Widerstände im Anodenkreis liegen. Dann tritt für das Röhrensystem 1 Koinzidenz ein. Gitter und Anode sind positiv, die Röhre schaltet durch, ein Strom fließt durch den Widerstand R 1. Der Spannungsabfall daran läßt das Instrument zu positiven Werten ausschlagen. Das Gitter der Röhre 2 ist während dieser Zeit negativ, also ge-

sperrt. Sie bewirkt demnach keinen Strom durch den Widerstand R 2. Er wirkt lediglich als Vorwiderstand zum Instrument.

Jetzt werde, ohne irgendetwas an der Schaltung zu ändern, lediglich die Eingangsspannung umgepolt. Dann polt sich auch die Spannung am Eingang der Röhrenbrücke um. Nun kann nur die untere Röhre 2 durchschalten, und der Widerstand R 2 führt Strom in entgegengesetzter Richtung. Das Instrument schlägt nach Minus aus.

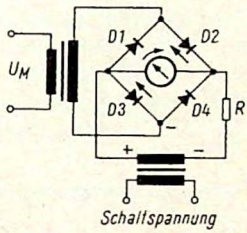


Bild 7.03.2
Gesteuerter Diodengleichrichter

Anstelle der Röhren kann man ebensogut Schalttransistoren verwenden, die in gleicher Weise an der Basis von der Meßspannung und am Kollektor von der Schaltspannung gesteuert werden.

Bild 7.03.2 erläutert das Prinzip eines gesteuerten Diodengleichrichters. Denkt man sich die Schaltspannung zunächst weg, dann wirkt die Diodenbrücke als normaler Meßgleichrichter in Graetz-Schaltung. Eine vom Verstärker kommende Meßwechselspannung U_M wird gleichgerichtet, das Instrument schlägt aus, gleichgültig wie die Polarität der Eingangsgleichspannung vor dem Zerhacker ist. Jetzt werde die Treib- bzw. Schaltspannung am Übertrager hinzugeben. An der unteren Klemme der Gleichrichterbrücke liege zur selben Zeit ein negativer Rechteckimpuls der Meßspannung. Ferner sei der rechte Anschluß des Übertragers negativ. Der Widerstand R verhindert lediglich, daß das Instrument über die Übertragerwicklung kurzgeschlossen wird. Der positive Pol der Schaltspannung liegt dann an den Anoden der Dioden. Die Diodenstrecken sind leitend, also geöffnet. Erscheint zu diesem Zeitpunkt die negative Meßspannung am unteren Brückenpunkt, dann fließt ein Richtstrom im eingezeichneten Sinn (Elektronenstromrichtung) durch die Diode

D 3, das Instrument und die Diode D 2. Der Zeiger schlägt positiv aus. Die Dioden D 1 und D 4 sind infolge ihrer Polung für die Meßspannung in diesem Zeitpunkt gesperrt wie bei einer normalen Graetz-Schaltung. Daran ändert die Treibspannung vom Übertrager her nichts.

Denkt man sich jetzt jedoch diese Treibspannung umgepolt, dann liegt eine negative Spannung an den Anoden der Dioden. Bei genügender Größe dieser Spannung werden sie gesperrt, selbst wenn die Meßspannung in entgegengesetzter Richtung wirkt und sie zu öffnen versucht. Die Schaltung arbeitet also wie die eine Hälfte der Röhrenbrücke aus Bild 7.03.1. Für eine vollständige Phasengleichrichterschaltung benötigt man zwei solcher Zweige, wie in Bild 7.04 als Beispiel gebracht werden wird.

Literatur

Eckhardt und *Kurdal:* Meßgleichrichter, 1963, S. 244. Verlag G. Braun, Karlsruhe.

7.04 Zerhackerverstärker mit synchron arbeitendem Diodengleichrichter

Diese Schaltung **Bild 7.04** ist vorwiegend zum Verstärken sehr schwacher *Gleichströme* bestimmt, um z. B. ein Registrierinstrument zu betreiben. Sie verstärkt einen Eingangsstrom von 3 µA auf 20 mA, d. h. rund 7000fach. Dabei ist der Verstärkungsfaktor infolge der angewendeten Gegenkopplung äußerst konstant. Der Transistor 1 arbeitet als Zerhacker bzw. gesteuerter Schalter. Er schließt ähnlich wie in Bild 7.01.3 die Meßspannung periodisch kurz. Der Transistor in Bild 7.04 wird jedoch zwischen Basis und *Kollektor* von der Schaltspannung gesteuert. Bei dieser Betriebsart betragen Restspannung und Reststrom und damit der Nullpunktfehler nur ein Zehntel gegenüber dem Normalbetrieb, also beim Steuern zwischen Basis und Emitter. Der noch verbleibende Restfehler wird durch einen Teil der Schaltspannung kompensiert, der am Widerstand R 1 gegenphasig zur Transistorrestspannung erzeugt wird. Die Kompensation wird mit Hilfe des Trimmerwiderstandes R 2 so eingestellt, daß bei offenen Eingangsklemmen der Ausgangsstrom zu Null wird.

Um die erzeugte Rechteckspannung unverzerrt zu verstärken, sind die Stufen T 2, T 3 sowie die Stufen T 4, T 5, T 6 jeweils

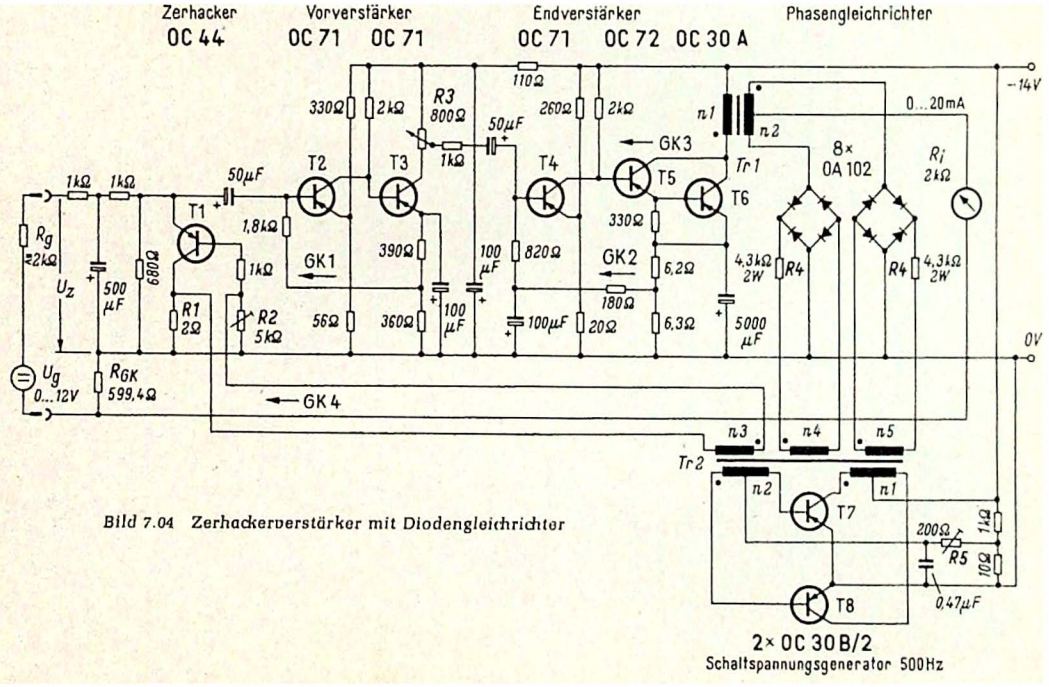


Bild 7.04 Zerhackerverstärker mit Diodengleichrichter

galvanisch gekoppelt. Gleichstromgegenkopplungen GK 1 und GK 2 stabilisieren die Arbeitspunkte. Mit dem Widerstand R 3 wird der Verstärkungsgrad für Vollausschlag abgeglichen.

Der Transistor 5 arbeitet als Katodenfolger und Treiber für die Leistungs-Endstufe T 6. Sie benötigt ein Aluminiumkühlblech von 120 cm² Größe. Die Gegenkopplung GK 3 erniedrigt den Innenwiderstand der Treiberstufe.

Der Phasengleichrichter besteht aus zwei Diodenschaltern, das sind Gleichrichterbrücken nach Bild 7.03.2. Zum Sperren braucht man je Diodenschalter eine Spannung von 140 V. Der Durchlaßstrom wird dabei mit dem Widerstand R 4 auf 30 mA begrenzt.

Die hohe Genauigkeit (Umformungsfehler kleiner als 2 ‰) wird durch eine starke Gleichstromgegenkopplung GK 4 vom Ausgang auf den Gegenkopplungswiderstand R_{GK} am Eingang erreicht. Änderungen dieses Widerstandes beeinflussen sehr den Verstärkungsgrad. Er soll deshalb als Meßwiderstand aus Manganindraht ausgebildet sein, oder er muß in einem Thermostaten untergebracht werden, damit sein Wert konstant bleibt. Damit die dem Ausgangsgleichstrom überlagerte restliche Wechselspannungskomponente über den Gegenkopplungsweg keine Selbsterregung verursacht, muß der 500-µF-Siebkondensator vorgesehen werden. Trotz seiner großen Kapazität erreicht der Ausgangsstrom spätestens 20 Millisekunden nach dem Ein- oder Ausschalten der Meßspannung seinen zugehörigen Wert.

Die Schaltspannung wird in einem Rechteckgenerator mit den Transistoren 7 und 8 erzeugt. Er arbeitet nach dem Prinzip des Gegentakt-Gleichspannungswandlers. Mit dem Potentiometer R 5 wird die Schaltfrequenz auf den Sollwert eingestellt.

Wickeldaten

Übertrager Tr 1

Eisenkern EI 78, Dyn.-Bl. IV, 0,06 mm Luftspalt (Zwischenlage 0,03 mm)

n 1 = 310 Wdg. 0,65 CuL n 2 = 2 × 2150 Wdg. 0,16 Cu L

Übertrager Tr 2

Eisenkern EI 60, Dyn.-Bl. IV, 0,5 mm Luftspalt (Zwischenlage 0,25 mm)

n 1 = 2 × 150 Wdg. 0,5 Cu L n 3 = 12 Wdg. 0,15 Cu L
n 2 = 2 × 17 Wdg. 0,15 Cu L n 4 = 1500 Wdg. 0,15 Cu L
n 5 = 1500 Wdg. 0,15 Cu L

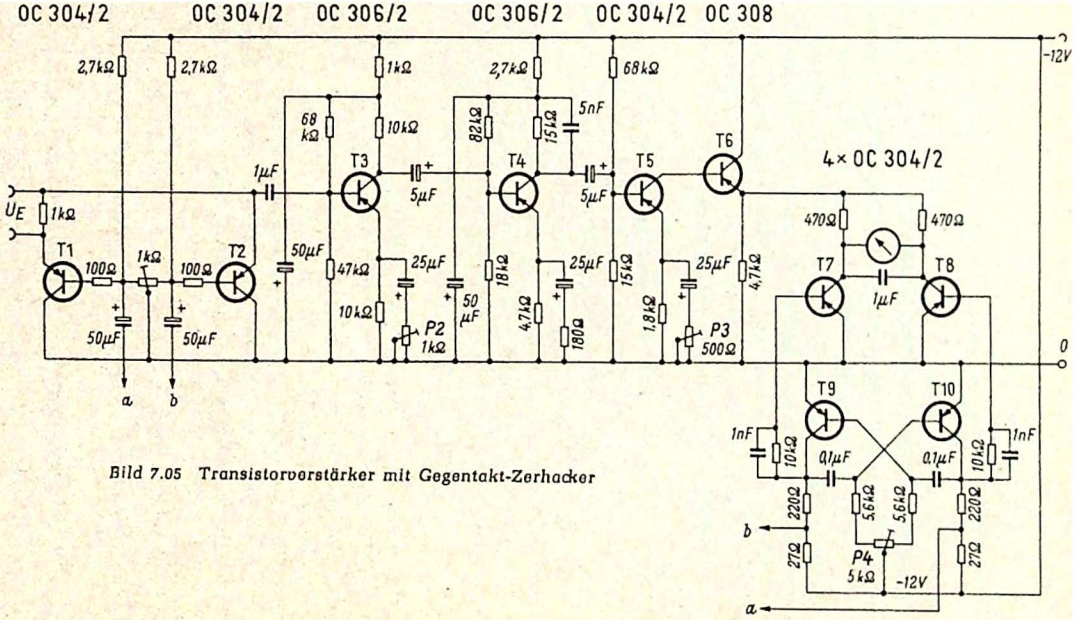


Bild 7.05 Transistorverstärker mit Gegentakt-Zerhacker

Literatur

Valvo, Transistor-Schaltungen. April 1963, S. 148.
Limann: Meßverstärker mit Transistorzerhacker und Diodendemodulator. Elektronik 1964, H. 10, S. 303.
Klein: Moderner Zerhacker-Verstärker mit hoher Stabilisierung. Elektronik 1964, H. 6, S. 183.

7.05 Verstärker mit Gegentakt-Zerhacker

Die Schaltung **Bild 7.05** arbeitet als Spannungsverstärker. Sie verstärkt eine Eingangsspannung U_E von ± 1 mV auf ± 1 V an einem Ausgangswiderstand von 1 kΩ. Die Transistoren 1 und 2 bilden den Gegentakt-Zerhacker. Geschaltet wird jeweils zwischen Basis und Kollektor, weil sich dabei geringere Restwiderstände ergeben. Der Nullpunkt wird durch Einstellen des 1-kΩ-Potentiometers P 1 bei kurzgeschlossenen Eingangsklemmen justiert.

Auf den Zerhacker folgt der vierstufige Verstärker mit den Transistoren 3 bis 6. Er ist, um die Stabilität zu erhöhen, stark gegengekoppelt. Mit dem Potentiometer P 2 wird die Gesamtverstärkung auf den gewünschten Wert eingestellt.

Zur phasenrichtigen Gleichrichtung dient die Brückenschaltung mit den beiden Transistoren 7 und 8. Jeder Transistor wird über einen 10-kΩ-Widerstand vom Schaltgenerator her gesteuert. Die Wirkung ist die gleiche wie beim mit Röhren bestückten Phasengleichrichter Bild 7.03.1.

Als Schaltgenerator dient hier ein Transistormultivibrator mit den Transistoren 9 und 10. Die Rechteckspannung bzw. die Impulsbreiten werden mit dem Trimmwiderstand P 4 auf genau gleiche Werte eingestellt.

Messungen ergaben für diese Schaltung eine Nullpunktverschiebung von nur 0,2 % pro °C im Gebiet zwischen +10 °C und +40 °C. Die Verstärkung änderte sich dabei höchstens um 0,8 %.

Literatur

Wilke: Einfache Gleichspannungsverstärker mit Halbleiter-Bauelementen. 2. Teil. Elektronik 1962, H. 10, S. 303.
Stich: Ein Vielfach-Meßinstrument für Gleichstrom mit Meßverstärker. Funkschau 1964, H. 17, S. 471.

7.06 Gleichspannungs-Millivoltmeter mit Fotozerhacker

Das röhrenbestückte Gleichspannungs-Millivoltmeter Typ UVG von Rohde & Schwarz arbeitet mit einem Fotozerhacker.

Er besteht aus zwei lichtdicht in einem Gehäuse angeordneten Glimmröhren und zwei Fotowiderständen nach **Bild 7.06.1.** Die Glimmröhren werden über Gleichrichterdioden mit den positiven bzw. negativen Halbwellen der Wechselspannung gespeist. Sie erzeugen jeweils abwechselnd kurze Lichtblitze im 50-Hz-Rhythmus. Die Fotowiderstände ändern dadurch ihren Widerstands-

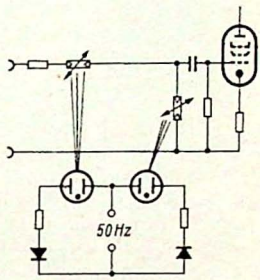


Bild 7.06.1 Prinzip des Fotozerhackers

wert vom Dunkelwiderstand (Höchstwert) bis herunter zu wenigen hundert Ohm. Diese Fotowiderstände sind so in den Eingangskreis des Millivoltmeters geschaltet, daß ähnlich wie in Bild 7.01.5 der eine als hoher Vorwiderstand wirkt, während der andere zum gleichen Zeitpunkt als Kurzschluß dient und umgekehrt. Dadurch wird die Meßspannung mit 50 Hz zerhackt.

Bild 7.06.2 zeigt die Gesamtschaltung. Die zu messende Spannung gelangt zunächst an einen Bereichschalter. Für jeden Bereich ist ein eigenes abgeglichenes und kompensiertes Spannungsteilerglied vorgesehen. Die herabgeteilte Spannung wird dann dem Fotozerhacker zugeführt. Die dort erzeugte Wechselspannung wird in zwei Stufen mit den Röhren EF 804 S verstärkt.

Darauf folgt der phasenrichtige Demodulator. Er besteht zunächst aus den beiden Triodenstrecken der Röhre 3. Sie arbeiten als wechselweise gesteuerte Schalter. Die Schaltspannung von 50 Hz wird ebenfalls dem Netztransformator entnommen und den Katoden der Röhre zugeführt. Dadurch wird abwechselnd je ein Röhrensystem gesperrt und das andere geöffnet.

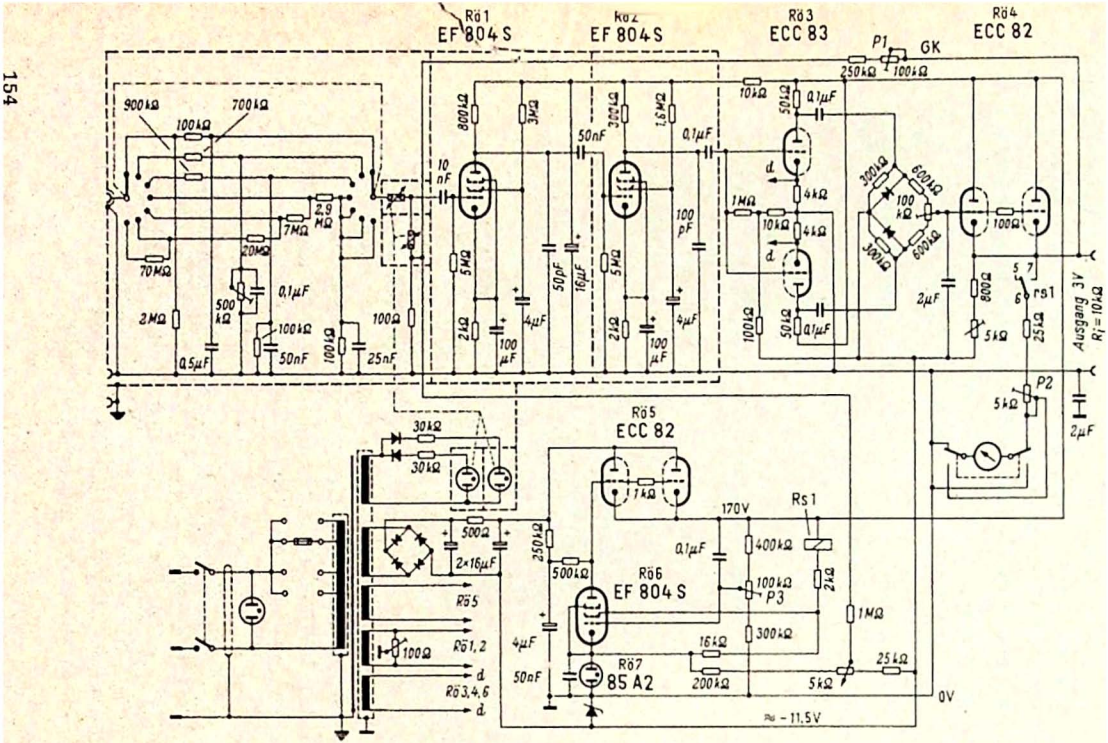


Bild 7.06.2 Gleichspannungs-Millivoltmeter mit Fotozerhacker

Die Meßspannung liegt parallel an den Gittern der beiden Triodensysteme. Nur die Röhrenstrecke, für die Koinzidenz herrscht, die also an der Katode und am Gitter aufgetastet wird, führt Strom. Dadurch wird je nach Phasenlage der Meßspannung in bezug auf die Schaltspannung das obere oder untere System leitend und legt die Meßspannung an den oberen oder unteren Eckpunkt der halben Gleichrichterbrücke. Auf diese Weise entsteht eine entsprechend gepolte Richtspannung am Ladekondensator. Sie wird dem Katodenverstärker mit der Röhre 4 zugeführt und angezeigt, oder sie kann als verstärkte Gleichspannung zum Betrieb eines Registrierinstrumentes an den Ausgangsbuchsen erdfrei entnommen werden.

Das Gerät dient als Millivoltmeter für Spannungen zwischen 1 mV und 1 V, dabei können 100 µV noch sicher angezeigt werden. Bei Benutzung als Gleichspannungsverstärker ergibt sich eine 3000fache Verstärkung. Die Schaltung ist über die Leitung GK am Ausgang auf den Gitterkreis der Eingangsröhre sehr stark gegengekoppelt. Dies bewirkt eine gute Linearität und Stabilität. Mit dem Potentiometer P 1 wird der Verstärkungsgrad und mit dem Potentiometer P 2 der Vollausschlag des Instrumentes eingestellt.

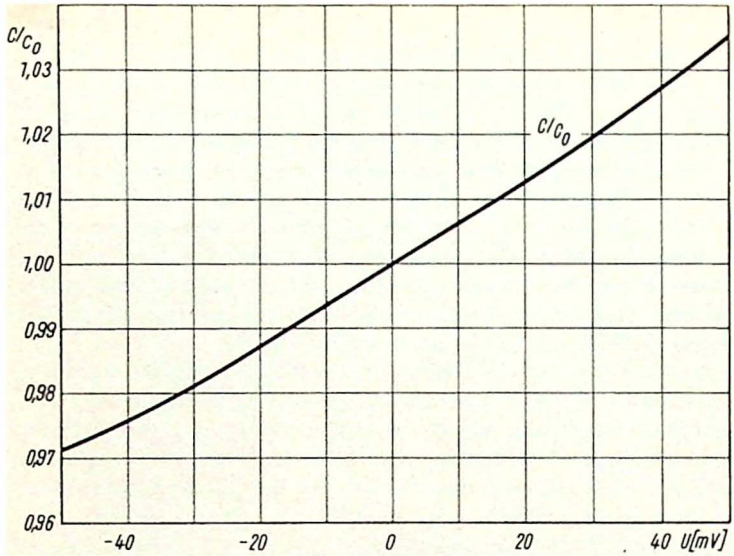
Die Betriebsspannung liefert ein elektronisch geregelter Netzteil mit den Röhren 5 und 6 sowie der Glimmröhre Rö 7 als Bezugsspannungsquelle. Die Zener-Diode stabilisiert die Vorspannung von −11,5 V für die Röhre 3. Die Anodenspannung von +170 V wird mit dem Potentiometer P 3 abgeglichen.

Literatur

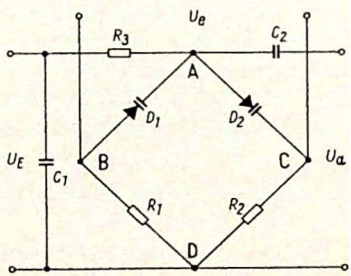
Rohde & Schwarz-Druckschriften. Fotozerhacker. Elektronik 1963, H. 9, S. 273.

7.07 Zerhackerverstärker mit Kapazitätsdioden

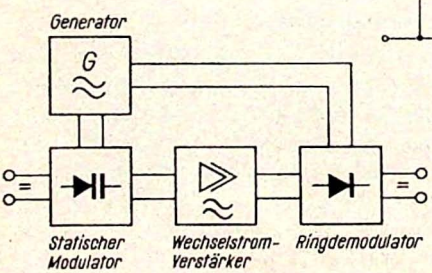
Sehr hohe Eingangswiderstände, die an die Werte von Elektrometerschaltungen herankommen, erzielt man mit Kapazitätsdioden als Zerhackerelemente. Bekanntlich bildet die Sperrschicht jeder Halbleiterdiode eine Kapazität. Ihr Wert läßt sich durch die angelegte Spannung beeinflussen. **Bild 7.07.1** gibt ein Beispiel für die Intermetall-Siliziumdiode BAY 34. In diesem Bild ist lediglich die Kapazitätsänderung aufgetragen. Die Grundkapazität bei $U = 0$ V beträgt $C_0 = 100$ pF.



Oben: Bild 7.07.1 Kapazitätsänderung einer Siliziumdiode in Abhängigkeit von der Spannung



Rechts: Bild 7.07.2 Prinzipschaltung der Modulatorbrücke



Links: Bild 7.07.3 Blockschaltung eines Gleichspannungsverstärkers mit Kapazitätsdioden

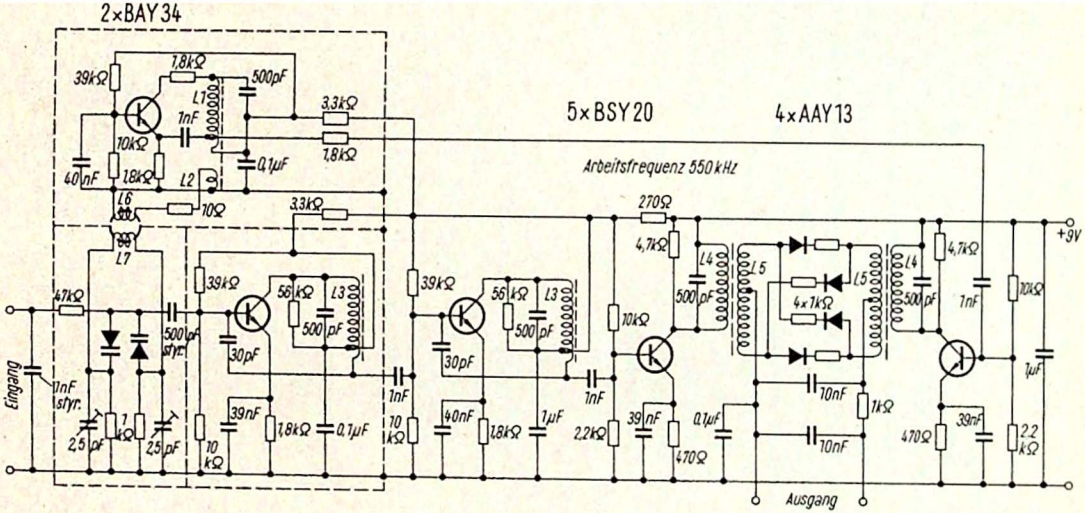


Bild 7.07.4 Schaltung eines Gleichspannungsverstärkers mit Kapazitätsdioden BAY 34

Spulenwerte:

Wicklung	L 1	L 2	L 3	L 4	L 5	L 6	L 7
Windungszahl	80	3	90	80	2 × 40	4	4
Anzapfung bei	10	—	10	—	—	—	—

Die Wicklungen L 1 + L 2, ferner L 3 sowie L 4 + L 5 befinden sich auf je einem Kern FK III g, Bausatz F 21 A von Vogt & Co. Die Wicklungen L 6 und L 7 sind auf einen Ringkern R 9, 5/4, 6/4 FK III von Vogt & Co. gewickelt

Bild 7.07.2 zeigt eine Modulatorbrücke mit zwei Kapazitätsdioden. Sie wird an den Punkten B und C mit einer Wechselspannung U_e gespeist und ist für diese Frequenz abgeglichen. Legt man zusätzlich die zu messende Gleichspannung an die Klemmen U_E, dann vergrößert sich die Kapazität der einen Diode, während die der anderen verkleinert wird. Die Brücke verstimmt sich also, und in der Diagonale A – D tritt jetzt eine Wechselspannung U_a auf. Sie ist proportional der Größe der Eingangsgleichspannung. Diese Wechselspannung kann verstärkt und dann entsprechend der Blockschaltung **Bild 7.07.3** entsprechend demoduliert werden. Im Prinzip handelt es sich also hierbei nicht um einen Zerhackerverstärker, der die Gleichspannung in Rechteckimpulse zerhackt, sondern die in der Diagonale auftretende sinusförmige Wechselspannung dient als Trägerfrequenz. Ihre Amplitude wird von der zu messenden Gleichspannung moduliert. Man bezeichnet daher eine solche Anordnung besser als Trägerfrequenzverstärker.

Die Eingangsbrückenschaltung Bild 7.07.2 weist keinen Gleichstromweg auf. Lediglich die Dioden selbst besitzen Parallelwiderstände von etwa 2 GΩ (2000 MΩ). Bei guter Isolation des Kondensators C 1 verbraucht also die Anordnung praktisch keinen Eingangsstrom, ähnlich wie eine Elektrometerröhre mit offenem Gitterkreis. Widerstand R 3 und Kondensator C 1 verhindern, daß Wechselspannung am Eingang liegt. Die Kapazität C 2 bildet den Koppelkondensator zum nachfolgenden Verstärker.

Bild 7.07.4 stellt die Gesamtschaltung dar. Um bei den kleinen Kapazitätsänderungen die Brücke genügend zu verstimmen, wird die ziemlich hohe Trägerfrequenz von 550 kHz benutzt. Die Brückenwechselspannung wird in einem dreistufigen Resonanzverstärker 500fach verstärkt. Der Ringdemodulator mit den vier Dioden AAY 13 richtet die verstärkte Wechselspannung phasenrichtig gleich. Er wird mit der modulierten Trägerfrequenz und über eine Entkopplungsstufe mit dem Transistor ganz rechts vom 550-kHz-Generator (oben links im Schaltbild) gesteuert. Am Ausgang erscheint dann die verstärkte Gleichspannung ohne Nebenprodukte, d. h. ohne Reste der Trägerfrequenz und ihrer Oberwellen.

Dieser Verstärker verarbeitet Eingangsspannungen bis zu 2 mV verzerrungsfrei. Bei 500facher Verstärkung erhält man damit eine Ausgangsspannung von 1 V. Sie läßt sich gut mit einem Drehspulinstrument anzeigen.

Der 550-kHz-Oszillator ist gut abzuschirmen, damit er keine Störspannungen in den Verstärker einstreut. Die Modulatorbrücke ist über einen streuarmen Ringkern-Übertrager angekoppelt. Die Brücke ist ebenfalls sorgfältig abzuschirmen. Sie wird mit den in Bild 7.07.4 ersichtlichen Trimmern bei offenen Eingangsklemmen auf die Ausgangsspannung Null abgeglichen. Die beiden Kapazitätsdioden werden in einen gemeinsamen Kupferblock eingebettet, damit sich Temperaturänderungen im gleichen Sinne auswirken und ihre Wirkungen sich aufheben. Die Nullpunktsänderung, bezogen auf den Eingang, bei Umgebungstemperaturen von 20 ... 25 °C ist innerhalb einer Stunde kleiner als 15 µV und innerhalb von drei Wochen nicht größer als 30 µV. Der Verstärker nimmt einen Strom von nur 7 mA auf. Die Betriebsspannung von 9 V ist auf ±3 % zu stabilisieren.

Literatur

Meyer-Brötz: Modulatoren zur Umsetzung sehr kleiner Gleichspannungen in Wechselspannungen. Elektronik 1960, Heft 2, S. 59.

Micic und *Gilly:* Gleichspannungsverstärker mit Kapazitätsdioden für kleine Eingangsleistungen. Elektronik 1963, H. 9, S. 263.

–,– Hochempfindlicher Gleichspannungsverstärker mit Silizium-Kapazitätsdioden. Siemens & Halske, Technische Mitteilungen aus dem Halbleiterwerk, August 1964.

8 UHF-Millivoltmeter

8.01 UHF-Diodenmeßkopf

Die im Kapitel 6 behandelten Breitband-Verstärkervoltmeter werden bis zu Frequenzen von höchstens 50 MHz gebaut. Für noch höhere Frequenzen wird jedoch der Aufwand zu groß. Um kleinste Spannungen bis 800 oder 1000 MHz breitbandig zu messen, wie es z. B. für Arbeiten im Fernsehbereich IV/V notwendig ist, geht man deshalb wieder auf das Prinzip des Diodenvoltmeters zurück. Die Meßspannung wird also unmittelbar mit einer Germaniumdiode gleichgerichtet. Das erscheint zunächst befremdend, denn in den Kapiteln 2 und 5 wurde wiederholt betont, daß man mit Diodenvoltmetern keine kleinere Spannungen als etwa 0,10 V messen kann. Dies gilt jedoch nur für den Fall, daß man für das Instrument die gleichen Skalenteilungen wie für die höheren Bereiche verwenden will. Verzichtet man darauf, nimmt man also mehrere ungleichmäßig geteilte Skalen in Kauf, dann kann man mit Diodenvoltmetern bedeutend kleinere Spannungen messen. Man denke daran, daß man mit Kristalldetektor-Empfängern, die im Prinzip ebenfalls nur Diodengleichrichter sind, Sender hören kann, die nur wenige Millivolt Feldstärke am Empfangsort liefern. Bei UHF-Messungen ist demnach lediglich ein genügend empfindliches Gleichspannungsvoltmeter hinter einen Kristalldetektor zu schalten. Dazu benutzt man meist die im vorigen Kapitel besprochenen Zerhackerverstärker. Sie liefern eine genügend hohe Verstärkung, und ihr Nullpunkt ist stabil. Das ist gerade beim Messen kleinster Spannungen mit Dioden wichtig, um falsche Werte zu vermeiden.

Bild 8.01.1 stellt die einfache Schaltung des Philips-Diodentastkopfes GM 6050 dar. Er liefert für eine Hf-Spannung von 5 mV eine Anzeige von etwa 0,2 mV an einem elektronischen Gleichspannungs-Millivoltmeter. Bei 100 mV Hf-Eingangsspannung beträgt der Gleichspannungswert mindestens 80 mV. Weil kleine Spannungen in den unteren nichtlinearen Teil der Gleichrichterkennlinie zu liegen kommen, wird eine Eichkurve mitge-

liefert. Damit läßt sich die Hf-Amplitude aus dem angezeigten Gleichspannungswert ermitteln. Der Meßkopf ist zum Messen von Frequenzen von 100 kHz bis 800 MHz geeignet. Bis zu 400 MHz ist der Fehler kleiner als 10 % **(Bild 8.01.2)**.

Der Ladekondensator C ist in einer abschraubbaren Kappe an der Spitze des Meßkopfes untergebracht. Die Eingangskapazität beträgt nur etwa 1 pF. Für Messungen an 50-Ω-Kabeln kann der

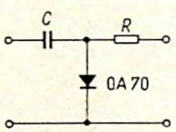


Bild 8.01.1 Schaltung des Diodentastkopfes GM 6050

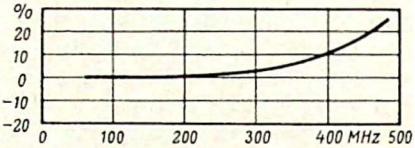


Bild 8.01.2 Frequenzcharakteristik des Diodentastkopfes GM 6050

Meßkopf in ein zugehöriges Koaxialleiter-T-Stück eingesetzt werden. In Verbindung mit einem Oszillografen oder einem Nf-Millivoltmeter ist der Meßkopf auch zur Signalverfolgung bei niederfrequent modulierten UHF-Spannungen bis 4000 MHz anwendbar.

Der Meßkopf GM 6050 ist einzeln zur Ergänzung eines Gleichspannungs-Millivoltmeters zu beziehen. Unbequem ist dabei das Arbeiten mit der Eichkurve. Günstiger ist daher das ebenfalls von Philips von vornherein als UHF-Millivoltmeter gebaute Gerät GM 6025. Auch bei ihm wird die zu messende Hf-Spannung von einer im Meßkopf befindlichen Diode gleichgerichtet. Sie arbeitet als Spitzengleichrichter in Parallelschaltung. Die Richtspannung wird über ein Kabel dem eigentlichen Meßgerät zugeführt. Dort formt sie ein Zerhacker in eine Wechselspannung von 70 ... 80 Hz um. Diese wird in einem mehrstufigen Verstärker verstärkt und über einen Graetz-Gleichrichter dem Anzeigeinstrument zugeführt. Die Skala ist in Effektivwerten für sinusförmige Hf-Spannungen geeicht.

Die Skalenteilung würde infolge der Diodenkennlinie ohne besondere Schaltmaßnahmen nicht linear verlaufen. Auch wäre es notwendig, beim Auswechseln einer Meßdiode die Skalen-

teilung zu ändern. Um dies zu vermeiden, wurde eine spannungsabhängige Gegenkopplung in den Verstärker eingefügt. Sie wird durch eine weitere Diode im Gegenkopplungskreis bestimmt. Die Nichtlinearitäten der beiden Diodenkennlinien kompensieren sich somit gegenseitig. Dadurch benötigt das Röhrenvoltmeter nur zwei lineare Skalen 0 ... 100 und 0 ... 300. Die Meßdioden lassen sich ohne Skalenänderung auswechseln. Um den von der Meßdiode verursachten Anfangsausschlag zu beseitigen, ist eine einstellbare Kompensationsspannung vorgesehen. Sie kompensiert das Diodenpotential und ermöglicht eine einwandfreie Nulleinstellung. Beim Messen sehr kleiner Spannungen wird hierdurch eine relativ gute Genauigkeit erzielt. Der Meßbereich dieses Voltmeters reicht von 10 mV (Skalen-Endwert) bis 10 V in sieben Bereichen: 10 – 30 – 100 – 300 mV – 1 – 3 – 10 V.

8.02 UHF-Millivoltmeter mit Fotozerhacker

Das Millivoltmeter Modell 411 A von Hewlett-Packard arbeitet ebenfalls mit einer Meßschaltung mit zwei Dioden. Nach **Bild 8.02.1** sind sie unmittelbar nebeneinander im Tastkopf angeordnet. Sie arbeiten dadurch unter gleichen thermischen Bedingungen. Dies schaltet die Temperaturdrift auch in den empfindlichsten Bereichen aus. Das Gerät arbeitet stabil von 0 °C bis +50 °C.

Die Hf-Spannung wird von der Meßdiode gleichgerichtet und dann geglättet. Die Richtspannung gelangt zunächst in eine Vergleichsstufe. Dort wird sie der Richtspannung aus der Gegenkopplungsdiode entgegengeschaltet. Das Differenzsignal wird mit einem fotoelektrischen Zerhacker zerhackt und in einem gleichstromgekoppelten Verstärker verstärkt. Das Signal steuert nun proportional die Spannung eines 100-kHz-Generators. Die Zerhackerfrequenz wird also nochmals umgesetzt. Dies ist notwendig, weil der Gegenkopplungsdiode wieder eine Hf-Spannung zum Gleichrichten angeboten werden muß. Die 100-kHz-Spannung wirkt nun auf das Anzeigeinstrument und außerdem über einen Meßbereich-Abschwächer auf die Kompensationsdiode und die Vergleichsschaltung. Die Ausgangsspannung der Vergleichsstufe ist der Differenz zwischen der gleichgerichteten Hf-Span-

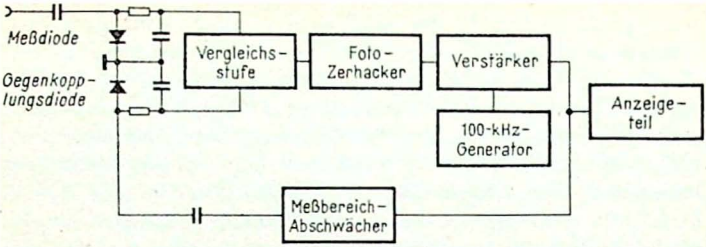


Bild 8.02.1 Blockschaltung des UHF-Millivoltmeters 411 A von Hewlett-Packard

nung und dem gleichgerichteten 100-kHz-Signal proportional. Da die Verstärkung in der Gegenkopplungsschleife sehr hoch ist, wird das gleichgerichtete 100-kHz-Signal zur Kompensation des gleichgerichteten Hf-Eingangssignales gezwungen.

Jede Amplitudenänderung des Eingangssignales verursacht sofort eine Amplitudenänderung des dem Instrument und dem Abschwächer zugeführten 100-kHz-Signales. Durch Wahl einander genau entsprechender Tastkopfdioden wird bewirkt, daß die Beziehung zwischen dem 100-kHz-Signal und dem Meßsignal ständig exakt eingehalten wird, unabhängig von der Charakteristik der Diode. Dadurch ist die Ausgangsspannung eine lineare Funktion des Hf-Signales. Zwangsläufig sind die Anzeigeskalen ebenfalls linear. Meßbereiche: 10 mV bis 10 V Vollausschlag in sieben Bereichen, 10 – 30 – 100 – 300 mV – 1 – 3 – 10 V.

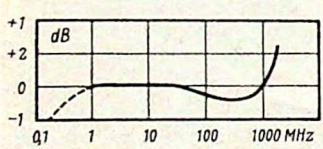


Bild 8.02.2
Frequenzgang des UHF-Tastkopfes

Bild 8.02.2 zeigt den Frequenzgang des Gerätes mit dem Tastkopf für 1 . . . 1000 MHz. Mitgeliefert wird ein vollständiger Tastkopfsatz, bestehend aus Tastköpfen für 500 kHz bis 50 MHz, 500 kHz bis 250 MHz, 1 MHz bis 1000 MHz, einem kapazitiven Spannungsteiler 100 : 1 sowie einem einbaufertigen Ersatzdiodenpaar für einen Tastkopf.

8.03 UHF-Millivoltmeter mit direkt gekoppeltem Gleichspannungsverstärker

Das UHF-Millivoltmeter Typ URV von Rohde & Schwarz **(Bild 8.03.1)** arbeitet mit einfacher Meßdiode und individuellen Skalenteilungen für die Bereiche mit 20 – 50 – 100 – 300 mV und 1 – 3 – 10 V Vollausschlag. Der kleinste ablesbare Wert beträgt 5 mV. Der normale Tastkopf (im Bild rechts) ist für Frequenzen von 100 kHz bis 300 MHz vorgesehen. Der Durchgangstastkopf im Bild links mißt von 1 kHz bis 1600 MHz.

Der Verstärker **Bild 8.03.2** arbeitet mit einem fünfstufigen Eingangsspannungsteiler. In den beiden empfindlichsten Bereichen (20 mV und 50 mV) wird die Richtspannung direkt auf den Eingang des Gegentaktverstärkers durchgeschaltet. Diese beiden Meßbereiche werden durch Umschalten am Meßinstrument mit der dritten Schalterebene des Bereichschalters erfaßt.

Die Funktion des zweistufigen Verstärkers ist klar aus dem Schaltbild zu ersehen. Er arbeitet mit direkt geheizten Röhren. Anoden- und Heizspannungen sind stabilisiert. Ein elektronisch stabilisierter Netzteil liefert 160 V Gleichspannung. Sie wird so aufgeteilt, daß die Steuergitter der Röhren 3 und 4 auf das

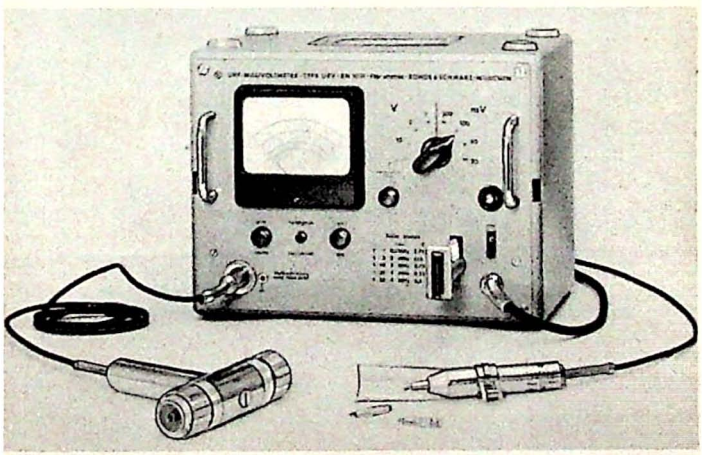


Bild 8.03.1 UHF-Millivoltmeter Typ URV von Rohde & Schwarz

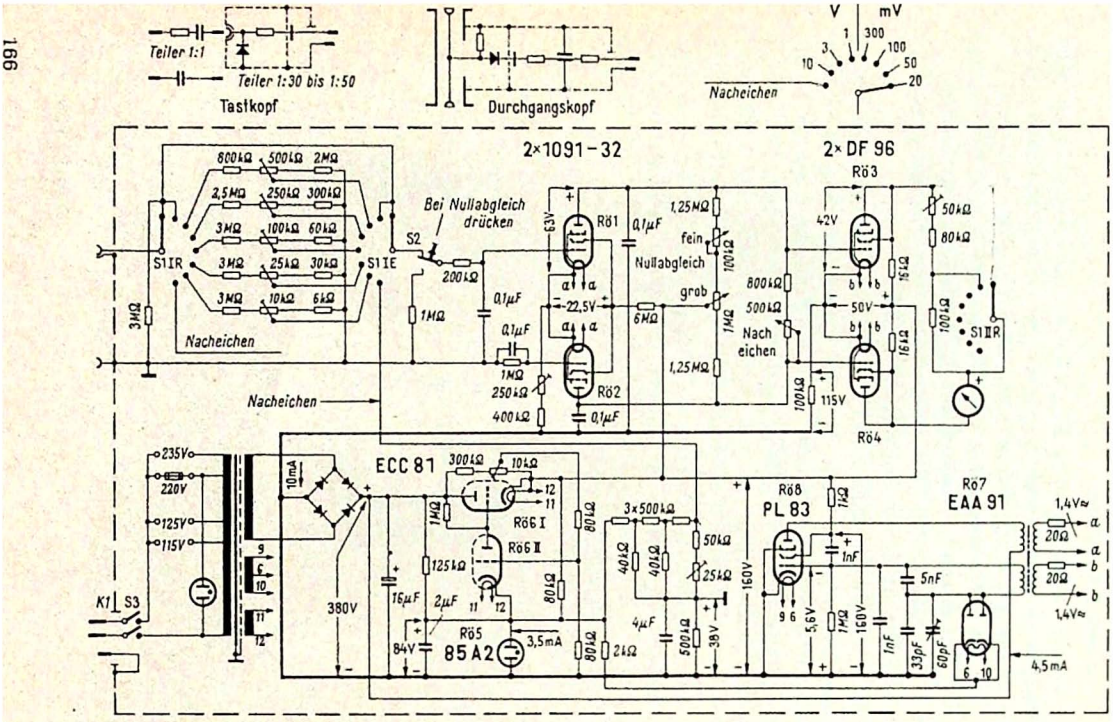


Bild 8.03.2 Schaltung des UHF-Millivoltmeters URV

Anodenpotential der Röhren 1 und 2 angehoben sind. Die Heizspannungen der vier Verstärkerröhren werden von dem mit der Leistungspentode Rö 8 bestückten 25-kHz-Oszillator erzeugt. Zur Spannungsstabilisierung dient ein Regelkreis mit der Diode Rö 7. Sie ist mit einer vom Stabilisator Rö 5 bezogenen Gleichspannung vorgespannt.

Der Gleichspannungsteil des Millivoltmeters URV kann auch als ungeeichter Gleichspannungsverstärker bzw. Anzeigegerät für kleine Gleichspannungen verwendet werden.

9 Weitere Formen elektronischer Voltmeter

Im Rahmen dieses Bandes kann lediglich auf einige Literaturstellen hierzu verwiesen werden. Wie die gesamte Technik so neigt auch die neuzeitliche Meßtechnik zwangsläufig zum Automatisieren. Den Anfang hierzu bilden:

Elektronische Voltmeter mit automatischer Bereichumschaltung

Hobermann: Automatic range selector for electronic voltmeter. Electronics Bd. 31 (1958) Nr. 31, S. 84.

Nührmann: Ein Röhrenvoltmeter mit 100 MΩ Eingangswiderstand und Relais-Umschaltung. Funkschau 1963, Heft 8, S. 205, und H. 10, S. 269.

Renardy: Automatische Röhrenvoltmeter. Funkschau 1957, H. 7, S. 177.

Lübke: Röhrenvoltmeter mit selbsttätiger Bereichswahl. Funkschau 1960, H. 2, S. 43.

Noch weiter vereinfacht werden Bedienung und Ablesung durch

Digitalvoltmeter

Nottebohm: Die digitale Anzeige von elektrischen Meßwerten. Funk-Technik 1957, H. 8, S. 236.

Rall: Ein Digitalvoltmeter hoher Genauigkeit mit Transistoren. Telefunken-Zeitung Bd. 33 (1960), H. 129, S. 211.

Starke: Digital-Voltmeter – eine Übersicht. Elektronik 1960, H. 10, S. 291. Ergänzende Tabelle dazu Elektronik 1961, H. 1, S. 20.

Homilius: Digitales Messen. ATM J 0770-F 1 vom September 1961 und J 0770-F 2 vom November 1963.

Vorwiegend in der Elektroakustik benötigt man

Elektronische Voltmeter mit logarithmischer Skala

Röhrenvoltmeter für 5 bis 1000 V in einem Bereich. Funkschau 1962, H. 3, S. 61.

Bidlingmaier: Aussteuerungsmesser in Übertragungssystemen für Sprache und Musik. ATM V 3719-9 vom Februar 1963.

Gleichfalls für die Ela-Technik notwendig sind selektiv arbeitende elektronische Voltmeter, nämlich

Klirrfaktormesser und Suchton-Analysatoren

Limann: Klanganalyse nach dem Suchton-Verfahren. Ingenieur-Beilage zur Funkschau 1955, H. 7.

Messungen von nichtlinearen Verzerrungen in der Elektroakustik. Elektronorm, April 1960, H. 3, S. 146.

Für die Hochfrequenztechnik benötigt man zum Messen einzelner Frequenzen oder für sehr kleine Spannungen bzw. Feldstärken

Abgestimmte Röhrenvoltmeter und Feldstärkemesser

Nitsche: Abgestimmte Röhren-Spannungsmesser. ATM J 833-2 (Juli 1938).

Pöhlmann und *Wagner:* Ein tragbarer Feldstärkeanzeiger für das VHF-Gebiet. Rohde & Schwarz-Mitteilungen 1955, H. 6, S. 407.

Heinrichs: Selektiv-Verstärker für direkte Antennenspannungs-Messungen. Funkschau 1963, H. 20, S. 565.

Hersteller und Vertriebsfirmen elektronischer Voltmeter

AEG, 1 Berlin 33, Hohenzollerndamm 150

Airmec Limited, Geschäftsstelle 7 Stuttgart-W, Reinsburgstraße 111 B

Alcatel, Paris 8e, 69 Rue de Monceau

Ballantine Laboratories, Inc., Boonton, New Jersey

Beckmann Instruments GmbH, 8 München 45, Frankfurter Ring 115

Belluno, Italien (Chinaglia-Röhrenvoltmeter)
Deutsche Vertretung: J. Amato, 8 München-Allach, Karl-Schmolz-Straße 23

Boonton Electronics Corporation, USA
Deutsche Vertretung: Knott Elektronik, 8 München 23, Muffatstraße 8

Bradley Limited, England
Deutsche Vertretung: Dressler Elektronik, 28 Bremen 17, Leher Heerstraße 159

British Physical Laboratories, 7 Stuttgart-W, Reinsburgstraße 111 B

Brüel & Kjaer, A/S
Deutsche Vertretung: Reinhard Kühl KG, 2085 Quickborn, Postfach 56

Chauvin-Arnoux, Paris 18e, 190 Rue Championnet

Conrad, Werner, 8452 Hirschau/Opf.

Daystrom GmbH, 6079 Sprendlingen b. Frankfurt/M., Robert-Bosch-Straße 32–38

Deutsche Philips GmbH, 2 Hamburg 1, Mönckebergstr. 7

Eico, Tehaka, 89 Augsburg, Zeugplatz 9

Elektromeßtechnik Wilhelm Franz KG, 763 Lahr, Postfach 327

Elima GmbH, 6 Frankfurt/Main W 13, Gräfstr. 97

ETG, Elektronische Testgeräte, Heinz Iwanski, 3387 Vienenburg/Harz, Postfach 93

Ferisol, Geffroy & Cie, Frankreich
Deutsche Vertretung: Schneider, Henley & Co, GmbH. 8 München 59, Groß-Nabas-Straße 11

Fey, Dipl.-Ing. Ernst Fey, 8 München 2, Horemansstraße 28

Frost, Wilhelm, 286 Osterholz-Scharmbeck, Laubenweg 4

Funke, Max, 5488 Adenau, Mühlenstr. 4

General Radio Company, USA
Deutsche Vertretung: Dr.-Ing. Nüsslein, 2 Wedel b. Hamburg, Rissener Str. 102

Gossen & Co. GmbH, 852 Erlangen, Nägelsbachstr. 25

Grundig Electronic-GmbH, 8510 Fürth, Dr.-Mack-Straße

Hameg Meßtechnik, 6 Frankfurt am Main, Kelsterbacher Str. 17

Hartmann & Braun AG, 6 Frankfurt/Main West 13, Gräfstr. 97

Hewlett-Packard Vertriebs GmbH, 6 Frankfurt/Main, Kurhessenstr. 95

IB Instruments, Inc., 7016 Euclid Avenue, Cleveland, Ohio 41103,

Keitley Instruments, USA
Deutsche Vertretung: Schneider, Henley & Co, GmbH, 8 München 59, Groß-Nabas-Straße 11

Klein + Hummel, 7 Stuttgart 1, Hirschstr. 20/22

Knick, Ulrich, 1 Berlin 37, Katharinenstr. 2–4

Loewe Opta AG, 864 Kronach, Industriestr. 1

Marconi-Messtechnik GmbH, 8 München-Solln, Wolfratshauser Str. 243

Metrix, 3 Hannover-Kleefeld, Postfach

Müller & Weigert oHG, 85 Nürnberg, Kleinreuther Weg 88

NLS non-linear systems, inc., 150 California Street, San Francisco, Calif., USA

Norddeutsche Mende Rundfunk KG, 28 Bremen 2, Postfach 8360

Philips Industrie Elektronik GmbH, 2 Hamburg-Fuhlsbüttel

Radio Fern, 43 Essen, Kettwiger Str. 56

Radio Rim, 8 München 15, Bayerstr. 25

Rochar, Montrouge (Seine), 51 Rue Racine

Rohde & Schwarz, 8 München 8, Mühldorfstr. 15

Sadowski & Co., 7301 Eßlingen (Neckar)-Berkheim

Sanwa-Transistorvoltmeter
Deutsche Vertretung: Transonie Elektrohandelsgesellschaft mbH, 2 Hamburg 1, Schmilinskystraße 22

Sell u. Stemmler, 1 Berlin 41, Ermanstr. 5

Sennheiser electronic, 3002 Wennebostel, Post Bissendorf

Siemens & Halske AG, 75 Karlsruhe, Rheinbrückenstr. 50

Sonotron, Amsterdam/Holland, Herengracht 286

Telco, 8011 Baldham bei München, Eichhörnchenstraße 26

Ultron GmbH, Dr. Hans Bürklin, 8 München 15, Schillerstraße 40

Sachverzeichnis

A
A-, B- und C-Betrieb 11, 13
Anlaufstrom 18, 53, 96
Anlaufstromkompensation 54
Audionvoltmeter 59
Automatische Bereichumschaltung 169

B
Bereichumschaltung 38
Breitbandverstärker 119, 121, 131
Breitbandvoltmeter 109, 120, 126, 136
Brückenschaltung 66, 68, 75, 110

C
Chopper 142

D
Dezibelmessung 93, 106
Differenzverstärker 71, 128
Digitalvoltmeter 169
Diodenvoltmeter 9, 49, 138, 161
Durchlaßrichtung 20

E
Effektivwert 15, 22, 123
Eingangswiderstand 30, 32, 33, 34
Elektrometerschaltung 65
Emitterfolger 46, 82, 118, 121

F
Feinteiler 115, 118, 122, 124, 131, 138
Feldstärkemesser 170
Fotozerhacker 152, 163

G
Gitterisolation 43
Gitterstrom 43, 44, 65
Gleichrichter, phasenrichtiger 145, 147, 153
Gleichrichterkennlinie 17
Gleichspannungsteiler 38
Gleichspannungsverstärker 165
Gleichspannungsvoltmeter 65, 79, 81, 82, 96, 104
Gleichstrommessung 98, 106
Graetz-Brücke, Graetz-Schaltung 27, 49, 123, 125, 147
Grenzfrequenz 31, 35, 37
Grundeinteilung elektronischer Voltmeter 11

H
Herstellerfirmen 171
Hf-Millivoltmeter 139
Hochspannungsmeßkopf 104

I
Isolationsmessungen 92

K
Kapazitätsdiode 155
Katodenfolger 46, 63, 72, 122, 125, 131, 134, 136, 138
Klirrfaktormesser 169
Kniespannung 18, 25
Koinzidenz 146, 153
Kriechstrom 44

L
Laufzeitverluste 33

M
Meßgleichrichter 12, 50, 125, 134
Meßkanalwähler 101
Millivoltmeter 50, 120, 122
– für Gleichspannung 84, 141, 145, 152
– für UHF 161, 165
Mittelwert 14, 18
Modulatorbrücke 155

N

Nullpunkteinstellung
82, 83, 84, 85

O

Ohmmeter (siehe auch Widerstandsmessungen) 89

P

Parabelförmige Kennlinie 22
Phasenrichtiger Gleichrichter
145, 150

Q

Quadratischer Mittelwert 15, 25
Quasi-Effektivwertgleichrichter 24

R

RC-Spannungsteiler
40, 104, 112, 131
Reflexröhrenvoltmeter 62
Richtstrom 19, 147
Richtverstärkervoltmeter 61
rms-value 16
Rückstrom 17
Ruhestromkompensation 74, 88

S

Schaltdiode 24, 125
Scheitelwert 14, 19
Schleusenspannung 18
Schutzringschaltung 44
Servicevoltmeter 87
Signalverfolger 116
Skalenmittelwert 89, 100
Skalenteilung
21, 23, 63, 90, 91, 93, 162
Spannungsteiler (siehe auch RC-Spannungsteiler) 98, 100, 128
–, kapazitiver 41, 164
Spannungsverdoppler 28
Sperrspannung 17
Sperrstrom 17, 20
Spitzengleichrichter 31
Spitzenwert 123
Spitze-zu-Spitze-Wert 16, 28, 138
Suchton-Analysatoren 169

T

Tastkopf 49, 52, 55, 56, 94, 97, 100, 106, 120, 129, 136, 161, 164
Temperaturfehler 23
Tonfrequenzmeßverstärker 112
Tonfrequenzvoltmeter 114, 118
Trägerfrequenzverstärker 158
Transistorgalvanometer 75
Transistorvoltmeter 73, 77
Treibspannung 147
Triodenvoltmeter 59

U

UHF-Millivoltmeter 161, 165
Universalmesser 49, 51, 59
Universalvoltmeter
69, 87, 94, 96, 98, 100, 104
– mit Transistoren 107

V

Verstärkervoltmeter
9, 48, 109, 123, 130
Vertriebsfirmen 171
Vielfachmesser 49, 135
Vorteiler 115, 118, 122, 129, 137
Vorverstärker 111

W

Wechselspannungsbegriffe 14
Wechselstromgalvanometer 109
Wechselstrommessung 107
Werkstattvoltmeter 87
Widerstandsmessung
80, 89, 103, 107

Z

Zerhackerverstärker
141, 148, 152, 155
Zweiweggleichrichter 26

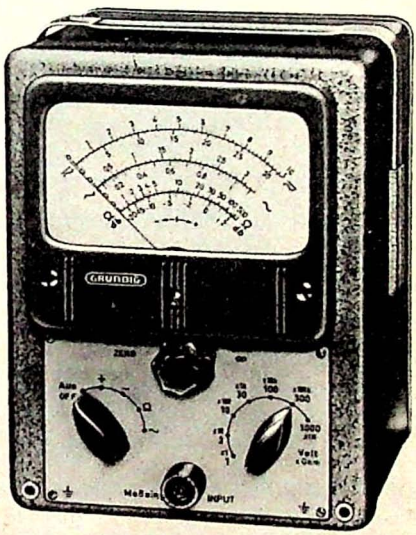
GRUNDIG Röhren-Voltmeter RV 11

ein handliches Universalgerät zum Messen von Gleich- und Wechselspannungen sowie von ohmschen Widerständen

Neben verschiedenen anderen Röhrenvoltmetern enthält das GRUNDIG Meßgeräteprogramm außerdem :

Oszillographen
Netzgeräte
Abgleich- und Wobbelsender
Spezielle Servicegeräte

Der GRUNDIG Electronic-Katalog, den wir Ihnen gerne kostenlos zusenden, informiert Sie über alle weiteren technischen Einzelheiten.



GRUNDIG ®

Hochwertige RIM-Meß- und Prüfgeräte

in Bausatzform und betriebsfertig

Kombinations-Röhrenvoltmeter RV 650

Vielseitig einsetzbar als Tonfrequenz-Millivolt- und Universalröhrenvoltmeter, Breitbandmeßverstärker und Eichspannungsquelle.

RIM-Baumappe DM 7.–, kompletter Bausatz DM **428.**–, betriebsfertig DM 548.–

Vielzweck-Oszillograf ROG 7

Mit Elektronenstrahlröhre DG 7-32. Mu-Metall-Abschirmung.

Y-Verstärkung: 4 Hz–3 MHz. X-Verstärkung: 7 Hz–2 MHz. RIM-Baumappe DM 5.80. Kompl. Bausatz DM **369.**–, betriebsfertig DM 429.–

Beide Geräte mit Transport- und Schräghalterung lieferbar.

Einzelheiten und weitere elektronische Bausätze im **RIM-Bastelbuch**, 336 Seiten, Ladenpreis DM 2.90, Nachnahme Inland DM 4.20, Vorkasse Ausland (Postscheckkonto München 13753) DM 3.95. Prospekte gratis.

8 München 15, Bayerstr. 25
Telefon 55 72 21

RADIO-RIM

Jeder Messende braucht Röhren- und Halbleiter-Daten. Hier findet er sie:

Röhren-Taschen-Tabelle Von Dipl.-Ing. Jürgen Schwandt

10. Auflage 1964. Vollständig neu bearbeitet. 234 Seiten mit 807 Sockelschaltungen. **Glanzfolienband 7.90 DM**

Die RTT enthält alle Röhren, die in Deutschland, Österreich und der Schweiz auf dem Markt sind, desgleichen die in Mitteleuropa verbreiteten amerikanischen Typen, insgesamt über 3500 Röhren. Die Haupttabelle bietet die Daten in sehr großer Ausführlichkeit in je 35 Spalten dar. Es ist die beste und inhaltsreichste Röhrentabelle, die wir je herausgegeben haben.

Kristalldioden- und Transistoren-Taschen-Tabelle

Von Herbert G. Mende

5. Auflage 1965. Vollständig neu bearbeitet. 210 Seiten mit 86 Bildern. **Glanzfolienband 7.90 DM**

Die KTT enthält die kennzeichnenden Daten der wichtigsten in- und ausländischen Dioden und Transistoren und ihrer gängigen Sonderformen nach neuestem Stand, insgesamt über 10 000 Typen von etwa 160 Herstellern in über 320 verschiedenen Gehäusen. Mehrere geistreiche Maßnahmen, z. B. Variation des gleichbleibenden Tabellenkopfes passend zu vier Halbleitergruppen, ermöglichten es, auf etwa 200 Seiten rund 150 000 Einzeldaten mitzuteilen.

FRANZIS-VERLAG · MÜNCHEN

66/67 **Sender-Baubuch für Kurzwellen-Amateure** II. Teil (Ing. H. F. Steinhauser). 4. Aufl., 128 Seiten, 52 Bilder.

68/70 **Formelsammlung für den Radio-Praktiker** (Dipl.-Ing. Georg Rose). 9. Aufl., 168 Seiten, 183 Bilder.

71 **Bastelpraxis** Band I. Allgemeine Arbeitspraxis (Werner W. Diefenbach). 6. Aufl., 64 Seiten, 50 Bilder, 2 Tabellen.

72/73 **Drahtlose Fernsteuerung von Flugmodellen** (Karl Schultheiss). 4. Aufl., 128 Seiten, 76 Bilder.

74 **Einkreis-Empfänger** mit Röhren und Transistoren (H. Sutaner). 5. Aufl., 68 Seiten, 71 Bilder, 3 Tabellen.

76 **Bastelpraxis** Band II. Theoretische und praktische Grundlagen (Werner W. Diefenbach). 6. Aufl. 76 Seiten, 93 Bilder, 11 Tabellen.

77/77a **Der Selbstbau von Meßeinrichtungen f. d. Funkwerkstatt** (Ernst Nieder). 5. Aufl., 120 Seiten, 94 Bilder.

79/79a **Bastelpraxis** Band III. Praktischer Aufbau von einfachen Prüfgeräten und Empfängern vom Detektor bis zum Super, dazu Verstärker, KW- und Zusatzgeräte (Werner W. Diefenbach). * 6. Aufl., 128 Seiten, 138 Bilder.

80/80b **Das Spulenbuch — Hochfrequenzspulen** (H. Sutaner). 4. Aufl., 192 Seiten, 108 Bilder und Schaltungen, 16 Tabellen, 15 Nomogramme.

81/83 **Die elektrischen Grundlagen der Radiotechnik** (Kurt Leucht). 7. Aufl., 272 Seiten, 169 Bilder, viele Tabellen.

84 **Fernsehantennen-Praxis** (Herbert G. Mende). 8. Aufl., 68 Seiten, 43 Bilder, 6 Tabellen.

86/87 **Berufskunde des Radio- und Fernsehtechnikers.** Vom Lehrling zum Meister (Dipl.-Ing. Georg Rose). 2. Aufl., 144 Seiten, 2 Tafeln.

89/90a **Autoempfänger.** Einbau, Antennen u. Funkentstörung (Eckhard-Heinz Manzke). 2. Auflage, 192 Seiten, 149 Bilder, 16 Tabellen.

93/94 **Transistorschaltungen für die Modellfernsteuerung** (H. Bruß). 4. Aufl., 128 Seiten, 102 Bilder, 8 Tab.

95/96 **Fotozellen und ihre Anwendung** (L. Beitz und H. Hesselbach). 3. Aufl., 128 Seiten, 103 Bilder, 6 Tabellen.

97/98 **Kleines Stereo-Praktikum** (Ing. Fritz Kühne u. Karl Tetzner). 2. Aufl., 132 Seiten, 99 Bilder.

99 **Wie arbeite ich mit dem Elektronenstrahl-Oszillografen?** (H. Sutaner). 4. Aufl., 64 Seiten, 87 Bilder.

100 **Daten- und Tabellensammlung für Radiopraktiker** (H. G. Mende). 2. Aufl., 96 Seiten, 40 Bilder, 50 Tabellen.

101/102 **Elektronische Orgeln und ihr Selbstbau** (Dr. Rainer H. Böhm). 2. Aufl., 132 Seiten, 53 Bilder.

103 **Die Wobbelsender.** Aufgaben und Schaltungstechnik (H. Sutaner). 2. Aufl., 64 Seiten, 40 Bilder.

104 **Transistorsender für die Fernsteuerung** (H. Bruß). 2. Aufl., 68 Seiten, 50 Bilder, 4 Tafeln, 2 Nomogramme.

105 **Lautsprecher u. Lautsprechergehäuse für HiFi** (Dipl.-Ing. H. H. Klinger). 2. Auflage, 76 Seiten, 63 Bilder.

106/107 **Netztransformatoren und Drosseln.** Berechnung und Bau (Dr.-Ing. Paul E. Klein). 128 Seiten, 54 Bilder, 52 Tabellen.

108 **Amateurfunk-Superhets.** Planung und Selbstbau (G. E. Gerzelka). 64 Seiten, 13 Bilder, 8 Tabellen.

109/110 **Transistor-Amateurfunkgeräte für das 2-m-Band.** Schaltungstechnik und praktischer Aufbau (J. Reithofer). 120 Seiten, 108 Bilder.

111/112 **Meßinstrumente und ihre Anwendung.** Kleine Meßkunde für Radio- u. Fernseh-Praktiker (W. M. Köhler). 128 Seiten, 116 Bilder, 3 Tabellen.

113 **Elektronische Experimente** (G. Büscher). 68 Seiten, 86 Bilder, 2 Tab.

115/116 **Elektronische Schaltungen mit Fotozellen** (Wilhelm Hennig). 132 Seiten, 112 Schaltbilder, viele Tabellen.

117/118 **Einseitenbandtechnik für den Funkamateur** (Friedhelm Hillebrand). 128 Seiten, 118 Bilder, 12 Tabellen.

119/120 **Gedruckte Schaltungen** (Hans Sutaner). 128 Seiten, 49 Bilder.

Nach und nach sollen alle Radio-Praktiker-Bücher als **Cellu-Bände** erscheinen. Verlangen Sie bitte das ausführliche Verzeichnis!

LIMANN, Ingenieur OTTO

Dioden-, Röhren- und Transistorvoltmeter

Eigenschaften und Schaltungen von elektronischen Voltmetern 6. Auflage

33/35

Dreifach-Band

Die elektronischen Voltmeter, die sich – früher nur als Röhrenvoltmeter bekannt – heute auch zunehmend der Transistoren bedienen, haben in der Meßtechnik sehr große Bedeutung erlangt. Sie sind keineswegs auf die Verwendung im Labor beschränkt, sondern werden in den Reparaturwerkstätten der Radio- und Fernsehtechnik und Elektronik, aber auch vom Amateur und Hobbyisten gebaut und verwendet. Von Berufsangehörigen werden sie häufig als Gesellen- oder Meisterstück gebaut. Das vorliegende Praktiker-Buch, aus einem solchen über Röhrenvoltmeter entstanden, gibt deshalb eine durch zahlreiche Schaltungen bereicherte Übersicht über alle Gattungen elektronischer Voltmeter.

Das Erscheinen dieser vollständig neu bearbeiteten Auflage eines Buches über elektronische Voltmeter im Jahre 1965 ist für den 1910 in Berlin geborenen Verfasser eine Art Jubiläum. Vor rund dreißig Jahren nämlich, im Februar 1935, wurde sein erster Fachaufsatz in der damaligen, sehr angesehenen Zeitschrift für Hochfrequenztechnik und Elektroakustik veröffentlicht. Dieser Aufsatz trug den Titel „Ein Röhrenvoltmeter höchster Empfindlichkeit für Netzbetrieb". Seit dieser Zeit arbeitet der Autor ständig auf diesem Gebiet, und er verfolgt die Entwicklung in aller Welt sehr aufmerksam. 1942 erschien seine erste Arbeit in der FUNKSCHAU, eine Bauanleitung über ein vielseitig verwendbares Röhrenvoltmeter. Dies war zugleich der Beginn einer äußerst fruchtbaren Mitarbeit beim Franzis-Verlag. Eine weitere vielbeachtete Bauanleitung von ihm war das FUNKSCHAU-Röhrenvoltmeter M 561, erschienen 1956. Sein Wissen auf diesem Spezialgebiet veranlaßte ihn, in dem vorliegenden Buch eine neue, den heutigen Verhältnissen entsprechende Gliederung für elektronische Voltmeter anzuwenden und die einzelnen Schaltungsarten gründlich zu analysieren.

RADIO-PRAKTIKER BÜCHEREI